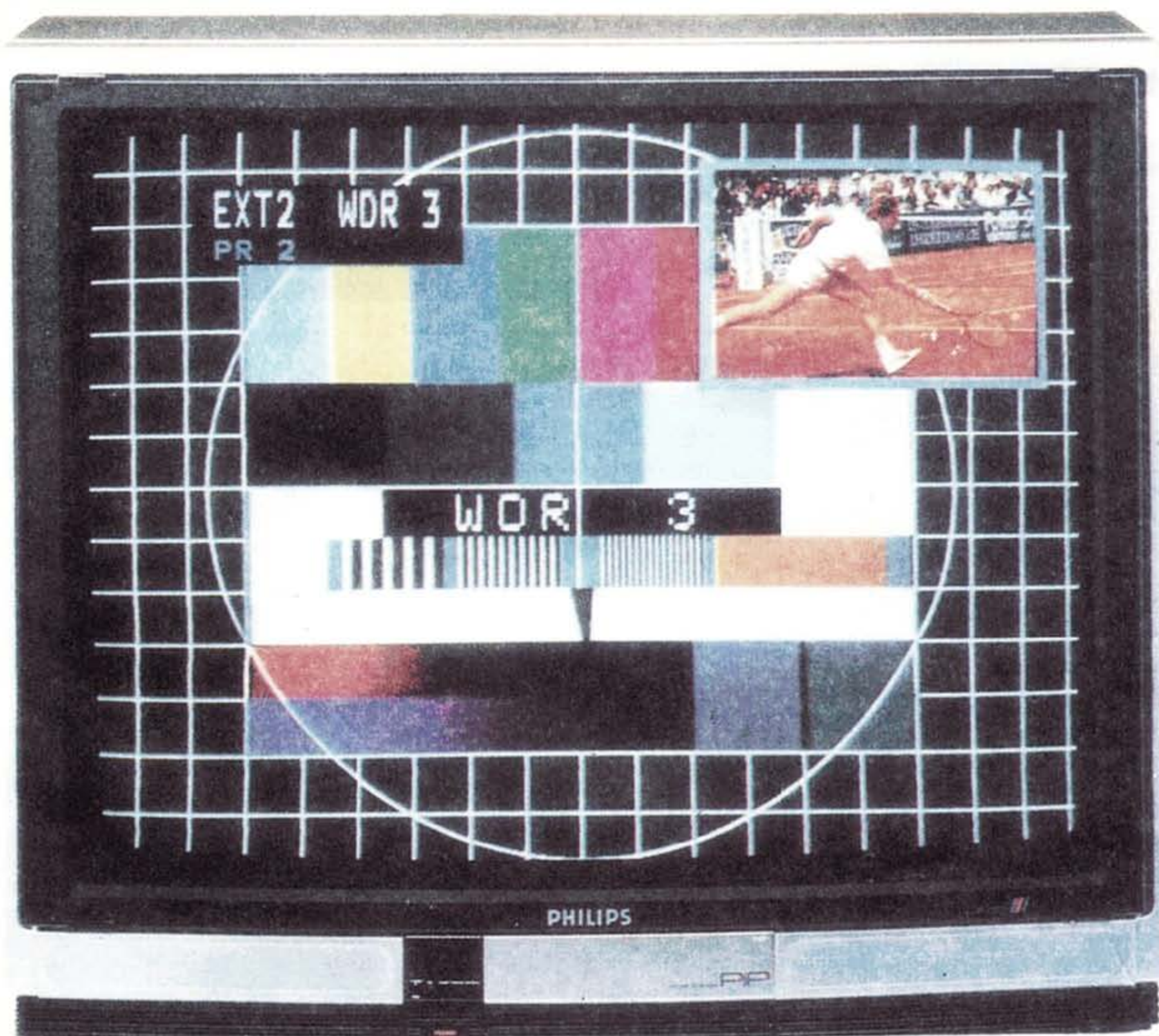
re

RADIOELEKTRONIK

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

6'89

- FILTR DO ZESPOŁU GŁOŚNIKOWEGO
- MIERNIK POJEMNOŚCI
- RADIOBUDZIK RE-125
- MODUŁ MU2030 DO HELIOSA

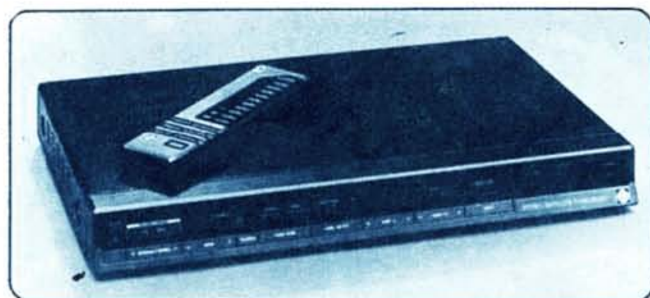


PL ISSN 01376802

System satelitarny „Domino". Nazwa tego systemu, oferowanego przez firmę Wisi (RFN) została wybrana nie bez racji. Po prostu składa się on, jak z kostek domina, z urządzeń wybranych spośród szerokiego wyboru wyposażenia do odbioru satelitarnego. Podstawowym elementem systemu jest oczywiście antena satelitarna — typ OA 18 o średnicy czaszy 180 cm (fot.) Jest to antena dla zakresu częstotliwości 10,95 ÷ 11,75 GHz, charakteryzująca się zyskiem 44,2 dB dla 11,3 GHz i 44,5 dB dla 11,7 GHz, sprawnością 60% i kątem rozwarcia wiązki 1,0°. Antena ta, stojąc na odpowiedniej kolumnie, może się obracać o 360° w kierunku poziomym i nachylać o 15° ÷ 47°.
Masa czaszy wraz z zamocowaniem (bez kolumny i polaryzatora) wynosi 25 kg. Wraz z uchwytem montażowym, zestawem mechanicznym do mocowania i nachylania (polarmount), kolumną, aktuatorem zasilanym napięciem 36 V/3 A, konwerterem o współczynniku szumów 1,4 dB oraz przewodem koncentrycznym zewnętrznym (75 Ω, straty 35 dB na f = 800 MHz przy długości 100 m) doprowadzającym sygnał do odbiornika satelitarnego OR 210 antena ta tworzy właśnie system „Domino". Dzięki cyfrowemu systemowi sterowania zestaw zapewnia dokładne ustawienie w zadane położenie z zapewnieniem pełnej powtarzalności ustawienia.

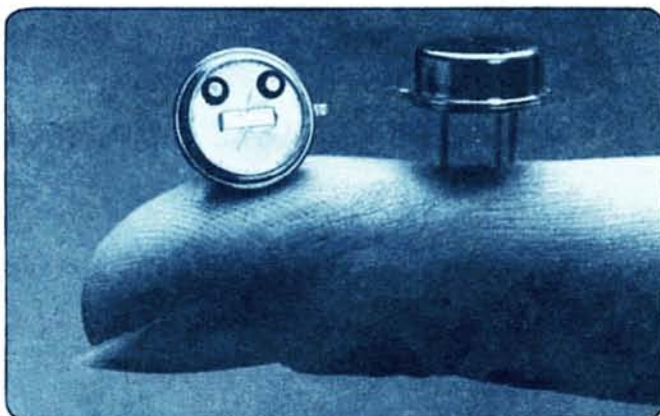


Odbiornik satelitarny. Odbiornik satelitarny stereo OR 210 firmy Wisi (RFN) zapewnia użytkownikowi pełny komfort i wygodę podczas odbioru dostępnych programów telewizji satelitarnej (fot.). Wszystkie funkcje są zaprogramowane przez wytwórcę, a użytkownik tylko je wybiera za pomocą klawiszy na płycie



czołowej oraz za pomocą „pilota". Są to funkcje: wybór programu z automatycznym dokładnym dostrojeniem do kanału, wybór polaryzacji stosownie do polaryzacji odbieranego sygnału oraz dokładne dostrojenie polaryzatora, wybór częstotliwości podnośnej dźwięku, przełączenie mono-stereo i określenie pozycji satelity. Wprowadzono też ograniczenie zakresu poszukiwania satelity w kierunkach wschodnim i zachodnim. Niektóre wybrane funkcje, takie jak wybrany kanał, sygnalizacja obrotu anteny, rozkaz poszukiwania nowego satelity, odbierana częstotliwość oraz brak wybranego programu w pamięci odbiornika, są wskazywane na ekranie współpracującego telewizora. Są też takie funkcje, jak awaryjne zatrzymywanie ruchu anteny, zabezpieczenie przed włączeniem jednego z kanałów przez dzieci oraz pamięć programów po wyłączeniu odbiornika. Przy odbiorze programów nadawanych w standardzie MAC następuje automatyczne przełączenie na ten standard. Zakres częstotliwości wejściowych odbiornika wynosi 950 ÷ 1750 MHz. Istnieje możliwość wyboru do 50 programów. Wyjście w.cz. znajduje się w jednym z kanałów 31 ÷ 39, wyjście Audio/Video jest wyprowadzone na eurozłącze. Oprócz wyjść sygnałowych istnieje zespół wyjść do napędu (typu OP-14) oraz sterowania anteny parabolicznej: wyjścia napędu silnika (24 ÷ 36 V) umożliwiającego zmiany nachylenia w zakresie 16° ÷ 56°, kąta w zakresie 120° i deklinacji w zakresie 5° ÷ 9° oraz wyjścia impulsów sterujących polaryzator i aktuator.

Rezonatory z falą powierzchniową. W najnowocześniejszych urządzeniach zdalnego sterowania przeznaczonych do użytkowania poza pomieszczeniami (otwieranie drzwi garażowych, a zwłaszcza ostatni „krzyk mody" dla wygodnych — zdalne odblokowywanie autoalarmu i drzwi pojazdu, alarmy) wykorzystuje się wielkie częstotliwości — w zakresie setek MHz. Tak, np. we Włoszech przeznaczono do tego celu częstotliwość 315,000 MHz, w RFN, Skandynawii i krajach Beneluksu — 433, 920 MHz, a we Francji 224,500 MHz. W porównaniu z konwencjonalnymi systemami zdalnego sterowania podczerwienią czy ultradźwię-



kami uzyskuje się tu bez problemów odległości pewnego działania, wynoszące kilkadziesiąt metrów, a odblokowanie autoalarmu, np. z odległości 30 m, nie jest żadnym problemem. Druga strona medalu, to jednak konieczność zapewnienia dużej stabilności częstotliwości sygnału. Stosowanie obwodów LC nie wchodzi tu zupełnie w grę, układy z rezonatorami kwarcowymi stają się skomplikowane. I w tym właśnie celu firma Siemens produkuje rezonatory kwarcowe z falą powierzchniową. Prawie trzydzieści typów tych rezonatorów pokrywa zakres częstotliwości od 200 do 914 MHz. Rezonatory te (fot.) są umieszczone w hermetycznej obudowie z trzema wyprowadzeniami. Ich konstrukcja jest podobna do znanej konstrukcji filtru z falą powierzchniową, zapewniając wymaganą stabilność częstotliwości przez cały okres żywotności sprzętu.

Dwustrumieniowa dioda IR. Specjalnie do kontroli początku i końca taśmy (magnetofonowej lub wideo) opracowano w firmie Siemens diodę emitującą dwa strumienie promieniowania podczerwonego. Dioda ta (typu SFH 435) kontroluje taśmę na położonych obok siebie szpulach kasety — dotychczas potrzebne były do tego dwie diody emitujących promieniowanie podczerwone w przeciwnych kierunkach. Dzięki zastosowaniu typowych struktur diod używanych do systemów zdalnego sterowania nie będzie to element drogi, zwłaszcza że znajdzie zastosowanie nie tylko w sprzęcie do zapisu magnetycznego. Kąt połówkowy wiązki promieniowania wynosi tylko 8°, a jego długość fali 950 nm.

Na okładce: „PIP" — obraz w obrazie. Coraz częściej stosowane ułatwienia dla telewidzów. (Foto Philips)



RADIOELEKTRONIK

6'89

CZERWIEC 1989 • ROCZNIK XL (121)

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

Adres: Redakcja „Radioelektronik"
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. — prof. dr inż. Andrzej Sowiński, **z-ca red. nacz.** — inż. Janusz Justat; **sekr. red.** — Halina Fiećko; **redaktorzy działów:** mgr inż. Tadeusz Górnicki, Eugenia Grudzińska, mgr inż. Leon Kossobudzki, dr inż. Michał Nadachowski, mgr inż. Krystyna Prószyńska, inż. Zdzisław Tkaczyk, mgr inż. Maria Tronina, inż. Jerzy Węglewski SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort
Redaktor techniczny: Henryk Wieczorek. **Laboratorium:** mgr. inż. Leszek Halicki

Sekretariat: Ewa Wiśniewska. **Okładkę projektował:** Bogdan Sozański

SIGMA WYDAWNICTWO CZASOPISM i KSIĄŻEK TECHNICZNYCH
Przedsiębiorstwo Naczelnej Organizacji Technicznej

Prenumerata: kwartalna 360 zł, półroczna 720 zł, roczna 1440 zł. Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe.



Druk Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie. Zam. 1278/CD. Skład techniką fotograficzną. Nakład 210 000 egz. Ark. druk. 4,5. Cena zł 120. Numer zamknięto 10.V.1989 r. A-4

Sprzęt elektroakustyczny na rynku amerykańskim

Dociera do nas niewiele informacji o kierunkach rozwoju sprzętu elektroakustycznego w Ameryce (USA, Kanada). Przegląd periodyków ukazujących się w końcu 1988 r. (High-Fidelity, Stereo Review) umożliwił wybranie kilku interesujących informacji, które zorientują Czytelnika „Re" w panującej tam sytuacji.

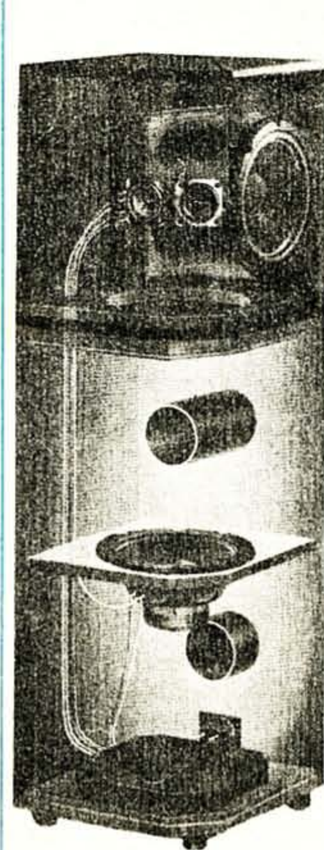
Amerykanie mają lepszy standard mieszkaniowy, co nie jest bez znaczenia, bowiem organizują odsłuch muzyki w największym pomieszczeniu o powierzchni 30÷50 m². Pomieszczenie tej wielkości ma znacznie lepsze właściwości akustyczne. Poza tym wiadomo, że rynek jest zaopatrzony w bogaty wybór sprzętu produkcji amerykańskiej, japońskiej i w małym stopniu europejskiej.

Od czasu ukazania się płyt kompaktowych, a na rynku amerykańskim rozpowszechniają się one nadzwyczaj szybko, pojawiło się dążenie do dalszego udoskonalenia jakości odtwarzania dźwięku, szczególnie muzyki, w miejscu odsłuchu. Ta tendencja jest „wiatrem w żagle" producentów zespołów głośnikowych i innego sprzętu elektroakustycznego. Oferowane są bardzo różnorodne rozwiązania, szczególnie wśród zespołów głośnikowych. Oto interesujące przykłady.

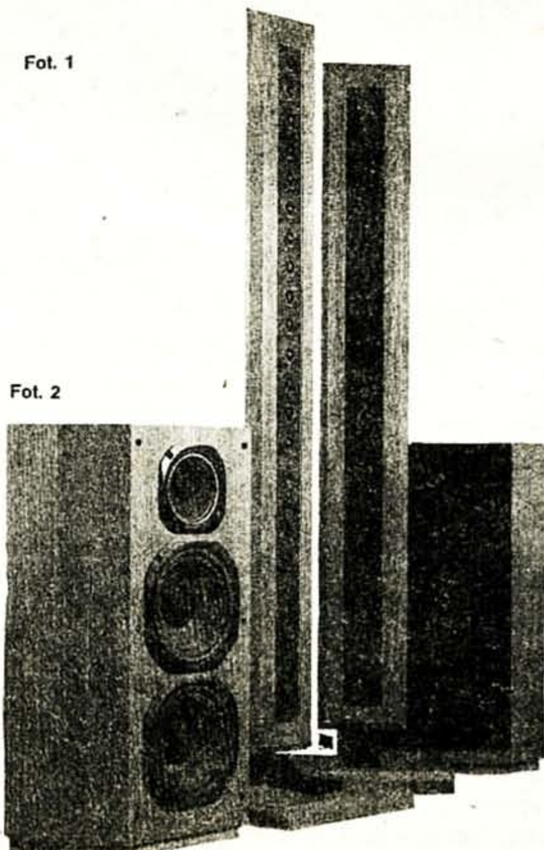
- **Zespół głośnikowy BOSE typ 10,2** (fot. 1) charakteryzuje się oryginalnym rozwiązaniem przetwarzania sygnałów w zakresie najmniejszych częstotliwości akustycznych. Dążąc do zmniejszenia do minimum zniekształceń nieliniowych zastosowano obudowę o dwóch komorach i dwóch otworach. Głośnik niskotonowy znajduje się między komorami, a promieniują wyłącznie otwory. Poza tym zespół zawiera głośnik nisko-średniotonowy i dwa głośniki wysokotonowe.

- **System głośnikowy McIntosh XRT22** (fot. 2) zawiera po dwa urządzenia głośnikowe do każdego kanału stereofonicznego. Prostopadłościenny zespół głośnikowy ma wbudowane dwa głośniki niskotonowe i jeden głośnik średniotonowy. Człon wysokotonowy zawiera 23 głośniki kopułkowe umieszczone jeden nad drugim, w wąskiej i wysokiej ramie. Takie rozwiązanie umożliwia wypromieniowanie fali o dużej mocy nawet w zakresie największych częstotliwości akustycznych (fale o czole cylindrycznym). Rozwiązanie to jest niewątpliwie interesujące i może znaleźć zastosowanie w skromniejszym rozwiązaniu oraz w konstrukcjach naszych amatorów techniki hi-fi. Utworzenie z 4÷8 głośników kopułkowych „listwy" umieszczonej nad zespołem nisko-średniotonowym może dać bardzo dobre rezultaty.

- **Zespół głośnikowy DAK Industries typu BSR** (fot. 3) jest trójdrożnym zespołem zawierającym pięć głośników. Dwa głośniki (mały średniotonowy i dodatkowy wysokotonowy — patrz fot. 3) są umieszczone w ściance górnej obudowy i promieniują prosto w sufit. Wiadomo, że fale pokonujące dłuższą drogę i docierające do uszu słuchacza z pewnym opóźnieniem mogą polepszyć ogólne wrażenie odsłuchu muzyki. Proponowane przez producenta rozwiązanie znaj-



Fot. 1



Fot. 2



Fot. 3

duje więc uzasadnienie teoretyczne i warte jest prób w konstrukcjach amatorskich. W danym konkretnym przypadku producent zastosował głośniki: 15", 8", 5" i dwa kopułkowe. Pasmo przenoszenia zespołu wynosi 26 Hz ÷ 21 kHz. Moc zespołu — 150 W.

- **Zespół głośnikowy JBL** o wysokości ok. 150 cm zawiera: 14-calowy głośnik niskotonowy, cztery głośniki kopułkowe średniotonowe (o średnicy 3 cali) i wysokotonowy głośnik kopułkowy z membraną o średnicy 1 cala. Głośniki średniotonowe i głośnik wysokotonowy mają membrany z tytanu. Producent znany jest z najwyższej jakości głośników i cena 3600 dol. za parę zespołów głośnikowych nie budzi zdziwienia.

- **Zespół wzmacniająco-głośnikowy ALTEC-Lansing 550.** Ta bardzo znana z produktów wysokiej jakości firma oferuje m.in. luksusowy, pięciodrożny zespół wzmacniająco-głośnikowy, zawierający sześć głośników (cztery głośniki o membranach stożkowych i dwa różne głośniki kopułkowe). Pięć wbudowanych wzmacniaczy ma moc 700 W! Zespół zapewnia odtwarzanie muzyki przy znikomo małych zniekształceniach nieliniowych. Poza tym została zastosowana obudowa o podwójnych ściankach, odznaczająca się nadzwyczaj małymi rezonansami własnymi.

- **System głośnikowy IRS Beta firmy Infinity,** która w ciągu kilkunastu lat rozwinęła się z małego warsztatu do skali wielkiego przedsiębiorstwa wytwarzającego zespoły głośnikowe i słuchawki, składa się z dwóch części: człon „basów" zawiera cztery głośniki 12 calowe w obudowie zamkniętej. W drugim członie są umieszczone cztery głośniki izodynamiczne o płaskich membranach: dwa średniotonowe, głośnik wysokotonowy i głośnik superwysokotonowy przenoszący do 44 kHz.

Poza wyżej wymienionymi rozwiązaniami, raczej luksusowymi, są produkowane w wielu odmianach zespoły głośnikowe trójdrożne oraz dwudrożne (raczej małe) nie różniące się wiele od zespołów rozpowszechnionych w Zachodniej Europie. Oprócz znanych producentów amerykańskich, takich jak: AR, Boston Acoustics, Klipsch oraz wielu innych, znaczny udział na rynku mają firmy japońskie: Pioneer, Technics, NEC, Yamaha i inne.

Zaistniała moda na zestawy głośnikowe złożone z oddzielnego zespołu niskotonowego („subwoofer") i zespołu nisko-średnio-wysokotonowego (przenoszącego częstotliwości większe niż 120÷150 Hz). Preferuje się stosowanie dwóch zespołów niskotonowych i dwóch na większe częstotliwości. Zespoły niskotonowe mają najczęściej kształt skrzyni z głośnikiem umieszczonym poziomo i promieniującym w dół, w stronę podłogi. Niektóre zespoły mają głośnik umieszczony z boku. Stosowane są głośniki od 12 do 18 cali zależnie od wielkości zespołu i jego mocy. Moc jednego zespołu wynosi od 50 do 350 W. Zespoły o większej mocy mają wbudowany wzmacniacz m.cz.

Oferowane są zespoły niskotonowe uzupełniające odbiornik telewizyjny. Są one przystosowane do ustawienia telewizora na takim zespole. Mają one ekran magnetyczny zabezpieczający telewizor przed wpływem pól magnetycznych głośnika niskotonowego. Optymalne ustawienie niskotonowych zespołów głośnikowych w pomieszczeniu ustala się eksperymentalnie. Jeżeli stosuje się tylko jeden niskotonowy zespół głośnikowy, to zalecane jest jego umieszczenie między dwoma zespołami lewego i prawego kanału stereofonicznego.

W dziedzinie wzmacniaczy nowością są wzmacniacze z wejściem przystosowanym do sygnału cyfrowego wprost z odtwarzacza płyt kompaktowych lub magnetofonu cyfrowego, pracujące w ekonomicznej klasie A (np. JVC typu AX-Z911BK o mocy 2 × 100 W). W warunkach normalnych (niewielka moc sygnału) wzmacniacz pracuje jak klasyczny wzmacniacz m.cz. klasy A. W wypadku zwiększania się amplitud sygnału, napięcie zasilające wzmacniacz mocy zwiększa swą wartość (z wyprzedzeniem) na tyle, że wzmacniacz może oddawać moc do 100 W.

Ciekawostką są wzmacniacze lampowe dużej mocy (np. CARVER o mocy 375 W i zniekształceniach nieliniowych mniejszych niż 0,5% w pasmie od 20 Hz do 20 kHz) przeznaczone dla zamożnych entuzjastów techniki hi-fi, wciąż mających zastrzeżenia do wzmacniaczy tranzystorowych.

Obserwuje się dążenie do integracji telewizora z zestawem sprzętu elektroakustycznego i magnetowidem. Obok telewizora, o dużej przekątnej ekranu, ustawia się „wieżę" sprzętu fonicznego, a w pewnej odległości ustawia się oba zespoły głośnikowe. Całość może być obsługiwana zdalnie z miejsca, w którym znajduje się widz-słuchacz. Wiele firm amerykańskich i japońskich oferuje takie kompletne zestawy odpowiednio zharmonizowane kształtem i kolorem.

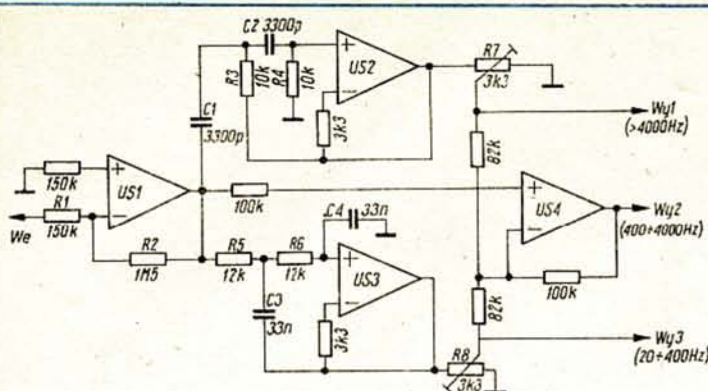
Coraz większym popytem cieszą się procesory dźwięku przestrzennego pracujące systemem Dolby. Zastosowanie takiego procesora i odpowiedniego zestawu zespołów głośnikowych (z głośnikami bocznymi) umożliwia uzyskanie bardziej realistycznego dźwięku towarzyszącego podczas odtwarzania z magnetowidu filmów z zapisem dźwięku systemem Dolby.

A.W.

Filtr do aktywnego zespołu głośnikowego

W miesięczniku „Radio" (radz.) nr 3/1987 A. Czanturija opisał układ filtru do trójdrożnego, aktywngo zespołu głośnikowego, w którym składowe sygnału przeznaczone dla głośnika średniotonowego są formowane metodą różnicową. Poniżej jest przedstawiony krótki opis tego układu.

Rozpowszechnianie się układów scalonych stanowiących wzmacniacze m.cz. o mocy od kilku do kilkudziesięciu watów, ułatwia konstruowanie aktywnych zespołów głośnikowych. Konieczne jest jednak wykonanie odpowiednich filtrów, które były już opisywane w „Re" [2], [3], [4]. Wadą większości konwencjonalnych układów filtrów jest konieczność stosowania elementów RC o ściśle określonych, nietypowych wartościach, bądź żmudnego ich dobierania podczas regulacji układu, w celu uzyskania pożądanego przebiegu charakterystyk częstotliwości w strefach częstotliwości podziału. Opisany układ, którego schemat jest przedstawiony na rysunku nie ma tej wady, bowiem dzięki zastosowaniu metody różnicowej kształtowanie składowych sygnału przeznaczonych dla głośnika średniotonowego, rozgraniczenie kanałów ustala się samoczynnie. Rozpatrzmy działanie układu przedstawionego niżej. Sygnał m.cz. doprowadzony do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego US1 jest wzmacniany 10-krotnie i steruje dwa aktywne filtry. Filtr górnoprzepustowy, o częstotliwości granicznej 4000 Hz, zawiera elementy C1, C2, R3, R4 i układ scalony US2. Jego wyjście łączy się ze wzmacniaczem mocy zasilającym głośnik wysokotonowy. Filtr dolnoprzepu-



Schemat filtru do aktywnego zespołu głośnikowego

słowy, o częstotliwości granicznej 400 Hz, zawiera elementy C3, C4, R5, R6 i układ scalony US3. Jego wyjście łączy się ze wzmacniaczem mocy zasilającym głośnik niskotonowy. Sygnały pojawiające się na wyjściach obu tych filtrów są doprowadzane do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego US4, do którego wejścia nie odwracającego jest doprowadzony sygnał wejściowy m.cz. Na wyjściu układu US4 pojawia się różnica sygnałów doprowadzonych do obu wejść. Wyjście tego układu łączy się ze wzmacniaczem mocy zasilającym głośnik średniotonowy. Rezystory nastawne R7 i R8 służą do regulacji układu, którą przeprowadza się następująco. Do wejścia układu doprowadza się z generatora sygnał o częstotliwości 16÷18 kHz (150 mV) i rezystor nastawny R7 ustawia się tak, aby na wyjściu Wy2 wystąpiło minimum tego sygnału; następnie do wejścia doprowadza się sygnał o częstotliwości 50÷100 Hz i rezystor nastawny R8 ustawia się tak, aby na wyjściu Wy2 wystąpiło minimum sygnału o tej częstotliwości. Impedancja wejściowa układu filtrów wynosi 150 kΩ. Znamionowe napięcie wejściowe — 150 mV. Współczynnik zawartości harmonicznych zależy od zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych. W modelowym urządzeniu skonstruowanym przez autora, współczynnik ten wynosił rzędu 0,1%. Jest pożądane zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych dobrej klasy o małym poziomie szumów i dostatecznie szybkich.

□ R.T.

LITERATURA

[1] Czanturija A.: Błok filtrow trechpołos — nowo usilitiela Z.Cz. „Radio" (radz.) nr 3/1987

[2] Zespół filtrów dp aktywnego zespołu głośnikowego. „Radioelektronik" nr 4/1988

[3] Układy filtrów aktywnych. „Radioelektronik" nr 5/1984

[4] Zwrotnica trójdrożna do aktywneego zespołu głośnikowego „Radioelektronik" nr 6/1983

[5] Aktiv-Subtraktv-Filter. „ELEKTOR" nr 9/1987

technika mikroprocesorowa



Mikroprocesorowy sterownik tunera (3)

Krzysztof Smołko

Oprogramowanie
Opis programu obsługi sterownika

Program obsługi sterownika napisano w języku assemblera procesorów rodziny MCS-48. W celu umożliwienia użytkownikowi sterowania systemem, zdefiniowano następujące polecenia.

Włączenie zasilania

ON/OFF — zmiana stanu wyjścia OUTØ

Wybór źródła sygnału

TUNER
MAGNETOFON
GRAMOFON

Sterowanie funkcjami analogowymi

VOLUME –	BASS –
VOLUME +	BASS +
VOLUME OFF/ON (*)	BASS NORM. (*)
BALANCE –	TREBLE –
BALANCE +	TREBLE +
BALANCE NORM. (*)	TREBLE NORM. (*)

Funkcje standardowe

DOWN	zmniejszenie wartości
UP	zwiększenie wartości
MODE	zmiana modu pracy
EXECUTE	zatwierdzenie polecenia/zmiany

Funkcje strojenia tunera

TUNE DOWN	zmniejszenie częstotliwości
TUNE UP	zwiększenie częstotliwości
MEMORY IN/OUT	odczyt/zapis pamięci nastaw

Kontrola modu pracy

CLK/FRQ	przełączenie do pracy jako timer lub sterownik systemu

Bezpośrednio po włączeniu napięcia zasilającego (sieciowego) normowane są poziomy sygnałów analogowych (do wartości 1/2 zakresu zmian) oraz stany wyjść OUTØ,...,OUT3 do stanu nieaktywnego. Po wstępnej inicjalizacji funkcji wewnętrznych pracę rozpoczyna timer. Rejestry pamiętające czas bieżący znajdują się w zewnętrznej pamięci RAM z podtrzymaniem zasilania, zatem w wypadku zaniku napięcia zasilającego zegar zatrzymuje się na ten czas, nie tracąc informacji. Funkcje analogowe mogą być realizowane w dowolnej chwili. Wybór źródła sygnału jest realizowany poleceniami „TUNER", „MAGNETOFON", „GRAMOFON" interpretowanymi przez procesor. Regulacja wielkości analogowych odbywa się przez podanie odpowiedniego polecenia. Polecenia oznaczone (*) są realizowane przez jednoczesne podanie odpowiednich poleceń podstawowych, np. normalizacja zrównoważenia: „BALANCE NORM" jest realizowana po jednoczesnym podaniu poleceń „BALANCE –" i „BALANCE +".

Wejście w tryb ustawiania timera odbywa się po podaniu polecenia „MODE". Powoduje to wyświetlenie informacji pomocniczej o możliwej do realizacji funkcji. Są to: ustawianie daty, ustawianie czasu, programowanie czasów i funkcji alarmu. Zmiana realizowanej funkcji możliwa jest przez podanie poleceń „UP" oraz „DOWN". Rozpoczęcie realizacji wybranej funkcji następuje po podaniu polecenia „EXECUTE". Pozycja aktualnie zmieniana miga z częstotliwością 1 Hz. Zmiana wartości pozycji następuje po podaniu poleceń „UP" i „DOWN". Zmiana pozycji następuje po podaniu polecenia „MODE".

Timer obsługuje wyjście OUTØ-OUT3. Wybór wyjścia odbywa się przez podanie poleceń „UP" i „DOWN". W zależności od wyjścia wybranego do obsługi, realizuje on następujące polecenia:

- „nop" — dana pozycja timera jest nieaktywna (nie będzie realizowana): dotyczy wszystkich wyjść;
- „on" — włączenie wybranego wyjścia o ustawionej godzinie: dotyczy wszystkich wyjść;
- „on-off" — przełączenie wybranego wyjścia w stan przeciwny (tzn. włączenie jeżeli było wyłączone, wyłączenie jeżeli było włączone): dotyczy wyjść OUTØ-OUT2;
- „off" — wyłączenie wybranego wyjścia o ustawionej godzinie: dotyczy wyjść OUTØ-OUT2;
- „set Px" — włączenie o ustawionej godzinie programu „x" (gdzie $1 \leqslant x \leqslant 8$): dotyczy wyjścia OUTØ, a właściwie skojarzonego z nim tunera. Zmiana numeru programu odbywa się przez podanie poleceń „TUNE UP" i „TUNE DOWN".

Zmiana realizowanego przez timer polecenia odbywa się w zakresie przewidzianym dla danego wyjścia, przez podanie poleceń „UP" i „DOWN".

W wypadku braku poleceń przez okres dłuższy od 15 s, procesor powraca do poziomu podstawowego, tzn. wskazania czasu lub częstotliwości.

Wywołanie daty następuje po podaniu (z poziomu podstawowego) polecenia „EXECUTE". Czas, na jaki wywoływana jest informacja, zależy od użytkownika. Podanie polecenia „EXECUTE" i zwolnienie klucza powoduje wyświetlenie informacji przez ok. 5 s. Trzymanie naciśniętego klucza powoduje wyświetlanie przez czas naciśnięcia klucza plus 5 sekund. Podanie dowolnego polecenia w trakcie wyświetlania powoduje natychmiastowe jego przerwanie i powrót do poziomu podstawowego.

Wyjście OUT3 jest wyjściem sygnału akustycznego o częstotliwości ok. 1 kHz. Ma on postać dwóch impulsów o czasie trwania ok. 0,2 s, rozdzielonych przerwą o czasie trwania ok. 0,3 s. Sekwencja jest powtarzana z częstotliwością 1 Hz od włączenia przez timer wyjścia OUT3 do chwili podania dowolnego polecenia z klawiatury lub nadajnika zdalnego sterowania.

Podanie polecenia „ON/OFF" powoduje zmianę stanu linii OUTØ, traktowanej jako zasilanie tunera. Załóżmy, że zasilanie zostało włączone. Na wyświetlaczu pojawia się informacja o aktualnie włączonym kanale pamięci oraz odpowiadająca mu wartość częstotliwości. Jednocześnie następuje zaprogramowanie syntezera częstotliwości i modułu analogowego. Jako źródło sygnału włączony jest zawsze tuner. Odbierana częstotliwość odpowiada stanowi tunera w chwili wyłączenia zasilania.

Podanie polecenia „MODE" na poziomie tunera powoduje wejście w tryb wyboru kanału pamięci, sygnalizowany migotaniem wyświetlanej wartości z częstotliwością 1 Hz. Zmiana kanału pamięci następuje po podaniu poleceń „UP" i „DOWN" i jest sygnalizowana jedynie na wyświetlaczu, bez zakłócenia normalnej pracy tunera. Reprogramowanie tunera następuje po podaniu polecenia „EXECUTE".

Dwukrotne podanie polecenia „MODE" powoduje wejście w tryb strojenia tunera. Jest to sygnalizowane wyświetleniem granic aktualnie wybranego podzakresu częstotliwości. Zmiana podzakresu odbywa się po podaniu poleceń „UP" i „DOWN". Możliwe są dwa warianty przestrajania: strojenie od początku wybranego podzakresu częstotliwości lub od wartości częstotliwości odpowiadającej wybranemu kanałowi pamięci (podstrajanie).

Wejście w tryb strojenia od początku wybranego podzakresu częstotliwości następuje po podaniu polecenia „EXECUTE". Wejście w tryb podstrajania wymaga podania sekwencji poleceń: „MEMORY IN/OUT" i „EXECUTE".

W obu wypadkach następuje reprogramowanie tunera do pracy na wybranej częstotliwości, podanej na wyświetlaczu.

Zmiana wartości częstotliwości następuje po podaniu poleceń „TUNE UP" i „TUNE DOWN".

Można wybrać jeden z trzech kroków strojenia: ±1, ±10, ±100. Jednokrotne podanie polecenia powoduje ustawienie kroku ±1, dwukrotne — ±10, trzykrotne — ±100, jeżeli czas między poleceniami jest krótszy od 0,26 s. Podanie polecenia przez okres dłuższy od 0,7 s powoduje wejście na czas podawania polecenia w tryb strojenia automatycznego z częstotliwością 5 Hz. Wejście w tryb strojenia oraz zmiana częstotliwości odbieranej nie powoduje do momentu podania polecenia „MEMORY IN/OUT" zmiany stanu pamięci nastaw ani rejestru stanu tunera. Podanie polecenia „MEMORY IN/OUT" powoduje zapamiętanie aktualnego stanu tunera w pamięci identyfikowanej przez jej numer. Po zapisaniu, numer pamięci jest automatycznie zwiększany o jeden, upraszczając tym samym obsługę. Zmiana numeru pamięci może też być dokonana przez użytkownika przez podanie poleceń „UP" i „DOWN". Umożliwia to zapisanie nowych wartości nastaw w dowolny sposób.

Podanie polecenia „MODE" w dowolnym momencie, powoduje wyjście z trybu strojenia, powrót do poziomu podstawowego i reprogramowanie tunera na częstotliwość ostatnio zaakceptowaną poleceniem „EXECUTE" (lub „MEMORY IN/OUT" podczas strojenia).

Podanie polecenia „CLK/FRQ" podczas pracy w modzie podstawowym powoduje włączenie funkcji zegara, bez zakłócenia pracy tunera. Korzystając ze zdalnego sterowania można realizować wszystkie funkcje analogowe dostępne z wbudowanej klawiatury (w wypadku jednoczesnej regulacji zdalnej i lokalnej, klawiatura ma priorytet). Ponieważ są to najczęściej używane polecenia, zrealizowano je jako zestaw podstawowy rozkazów nadajnika.

Zdalne sterowanie nie umożliwia strojenia tunera. Ograniczono się do wyboru dowolnej z ośmiu pierwszych nastaw. Wybór dalszych możliwy jest jedynie za pomocą klawiatury wbudowanej w tuner. Zdalny wybór programu wymaga uprzedniego podawania polecenia zmiany zestawu na pierwszy. (Przyjęcie polecenia przez procesor jest sygnalizowane wyświetleniem komunikatu „Fun rx", gdzie „x" = 1 lub 2, zależnie od zestawu. Procesor oczekuje w tym stanie maks. 5 s, po czym, jeżeli nie nastąpi odebranie polecenia, powraca do poziomu podstawowego).

Drugi zestaw poleceń umożliwia zdalny wybór źródła sygnału, normowanie poziomu poszczególnych funkcji analogowych (niezależne) oraz wyświetlenie daty.

Przewidziano możliwość zdalnego włączania trzech niezależnych urządzeń (linie OUTØ-OUT3 procesora). Urządzeniem „Ø" jest domyślnie tuner.

Organizacja danych dla programu

Sterowanie pracą tunera jest całkowicie automatyczne. Podstawą są dane zapisane w pamięci programu. Są one zorganizowane w formie tablic o adresach:

Ø3ØØh do Ø32fh — opisy podzakresów
Ø336h do Ø355h — granice podzakresów
Ø35ah do Ø362h — wartości pośrednich częstotliwości
Ø378h do Ø387h — kody wskaźnika 7-segmentowego
Ø3a4h do Ø3beh — kody zdalnego sterowania

Opisy podzakresów są informacją pomocniczą, podawaną w momencie wejścia w tryb strojenia. Zapisane są w postaci „gotowej", kierowanej bez przetworzenia do modułu wyświetlacza. Przyjęto, że poszczególne segmenty („a" do „h") są reprezentowane przez stan kolejnych bitów słowa sterującego (bØ-b7). Poszczególne bajty są zapisane w tablicy, poczynając od bajtu odpowiadającego skrajnej, lewej pozycji na

wyświetlaczu. Opis każdego podzakresu zajmuje sześć kolejnych komórek pamięci.

Zawartość kolejnej tablicy jest wykorzystywana do kontroli i wyboru zakresu tunera. Dane z rozdzielczością równą krokowi syntezy na danym podzakresie są zapisane, poczynając od LSB, zajmując po cztery kolejne komórki pamięci.

Komórki pamięci od adresu Ø35ah do Ø362h włącznie zawierają informację o wartościach pośrednich częstotliwości dla poszczególnych zakresów (AM, FM1, FM2). Są one zapisane w kolejności od LSB, z rozdzielczością odpowiadającą krokowi pracy syntezera, zajmując po trzy kolejne komórki pamięci.

Od adresu Ø378h do Ø387h włącznie, zorganizowano tablicowy transkoder BCD/7-seg. Zasada kodowania jest taka sama, jak w wypadku tablicy opisów podzakresów. Miejsce o adresie Ø387h jest zastrzeżone jako ØØh i nie powinno być modyfikowane.

Od adresu Ø3a4h do Ø3beh włącznie są zapisane kody zdalnego sterowania. Format kodu jest 1-bajtowy. Kody tworzą trzy zestawy po dziewięć pozycji, analogicznie do trzech zestawów rozkazów nadajnika zdalnego sterowania.

Wykaz realizowanych funkcji, numer lokacji w obrębie zestawu oraz odpowiadające im kody wewnętrzne podano w drugiej części artykułu, w nrze 5/1989. Zawartość tablicy może być zmieniana w dowolny sposób w obrębie podanych kodów. □



Moduł MU2030 do Monitora — Helios

Helios TC506 i TC706 są to odbiorniki serii Helios, wyposażone w moduł MU2030 służący do przyłączania różnych sygnałów wizyjnych i fonicznych do wspólnych wejść OTVC: dekodera, układu synchronizacji oraz wzmacniacza m.cz. Zastosowanie modułu MU2030 zapewnia prawidłowe odtwarzanie wizji i fonii, np. z przyłączonego magnetowidu.

Schemat modułu jest przedstawiony na rysunku.

Podczas normalnej pracy odbiornika (sygnał wizji i fonii pochodzący z toru p.cz. odbiornika) sygnał wizji jest doprowadzany do wejścia wizji modułu MU2030 (końcówka 14 — dalej końcówki te będą oznaczane np. k14 — modułu), skąd przez rezystor R924 jest doprowadzany do końcówki 8 układu scalonego US901 (MCY74066N). Układ ten zawiera 4 niezależne klucze analogowe, które mogą przełączać sygnały zarówno analogowe jak i cyfrowe. Po przejściu przez włączony przełącznik (końcówki 8 i 9) sygnał z końcówki 9 zostaje przez diodę separującą D903 doprowadzony do bazy tranzystora T903.

Sygnał wizji z kolektora tranzystora T903 jest kierowany do k11 modułu, skąd jest przesyłany dalej do modułu synchronizacji MH2030 k14. Sygnał wizji, z emitera tranzystora T903 przez k13 modułu jest doprowadzany do dekodera MD2022 k13.

Sygnał z końcówki 9 układu scalonego US901 jest kierowany również do bazy tranzystora T909 i z części jego obciążenia emiterowego zostaje wyprowadzony do k6 modułu (wejście/wyjście wideo).

Przy sterowaniu monitora sygnałem wizyjnym z gniazda magnetowidu (A/V) sygnał ten zostaje doprowadzony do wejścia k6 modułu MU2030, wzmocniony przez tranzystory T905 i T906 po czym doprowadzony do końcówki 11 układu scalonego. Z końcówki 10 włączonego przełącznika w układzie scalonym sygnał zostaje doprowadzony do bazy tranzystora T903. Z emitera tego tranzystora, przez k13 modułu MU 2030, sygnał wizji zostaje doprowadzony do dekodera MD2022, a przez k11 modułu — do modułu synchronizacji MH2030.

Przy sterowaniu sygnałem RGB z impulsami synchronizującymi, impulsy synchronizujące OV i OH lub sygnał wizji zostają z końcówki 4 gniazda RGB odbiornika doprowadzone do wejścia P901, skąd przez rezystor R938 sterują wejście wzmacniacza z tranzystorami T905 i T906. Sygnał z kolektora tranzystora T906 jest doprowadzany do końcówki 11 układu scalonego i przez przełącznik, z końcówki 10 do bazy tranzystora T903. Sygnał z kolektora tranzystora T903 zostaje przez k11 modułu MU2030 doprowadzony do modułu synchronizacji MH2030, a z emitera, przez k13, do modułu dekodera MD2022.

Impulsy synchronizujące są doprowadzane przez kondensator C907 do wzmacniacza z tranzystorem T910, a po wzmocnieniu podlegają detekcji przez diody D905 i D906. Stałe napięcie wyjściowe detektora powoduje wyłączenie normalnie nasyconego tranzystora T911, na kolektorze którego pojawia się napięcie przez wyjście P902 włączające wejście RGB dekodera.

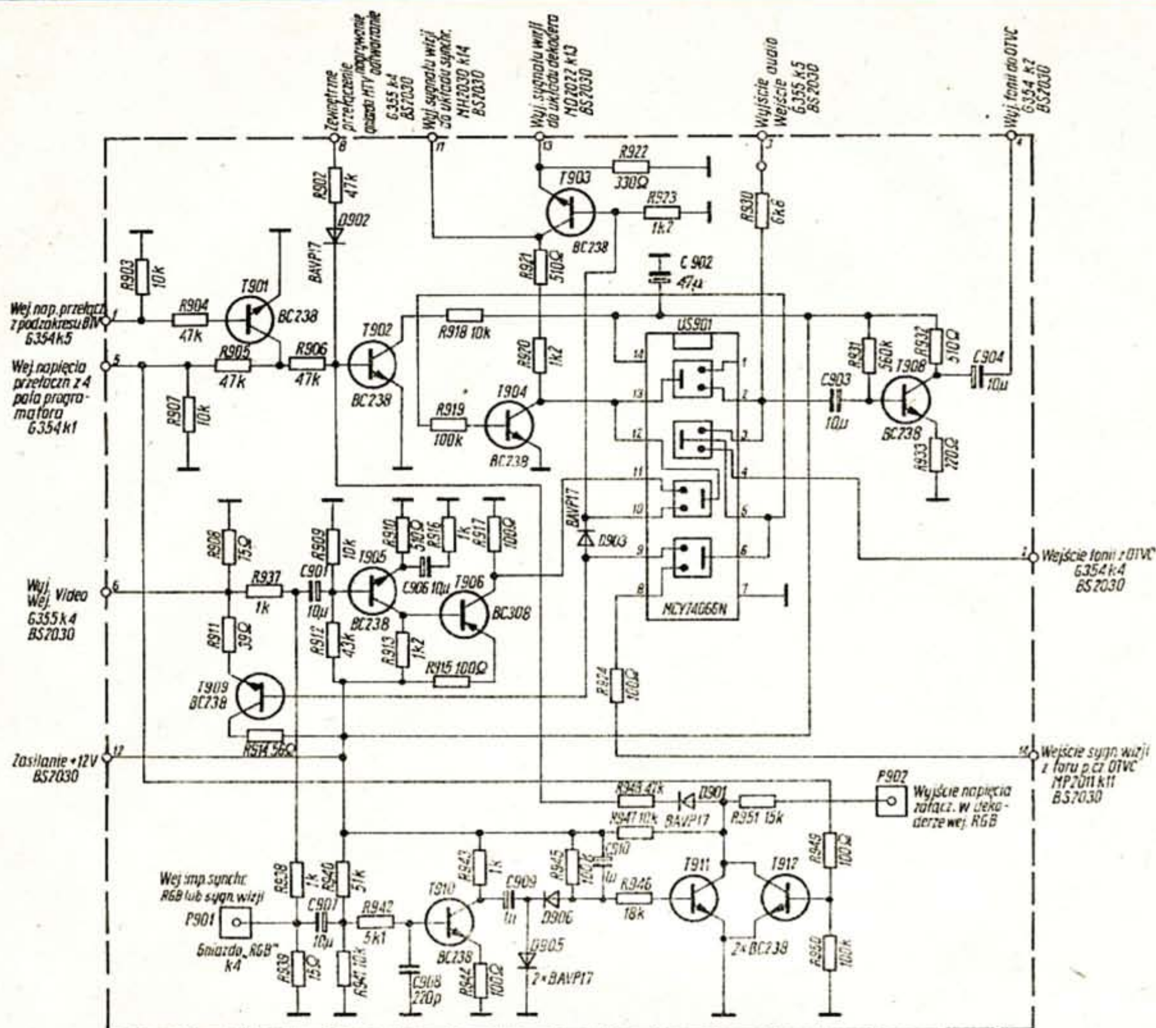
Podczas sterowania modułu MU2030 sygnałem fonii z części odbiorczej, sygnał m.cz. jest doprowadzany do k2 modułu MU2030 i do końcówki 4 układu scalonego. Po przejściu przez przełącznik z końcówki 3 sygnał m.cz. zostaje przez kondensator C903 doprowadzony do wzmacniacza z tranzystorem T908, a po nim, przez kondensator C904, do wyjścia fonii (k4) modułu. Z wyjścia k4 sygnał jest doprowadzany do bloku sygnałowego BS2030 (końcówka 2 gniazda 354) i do modułu fonii. Nie wzmocniony sygnał z końcówki 3 układu scalonego przez rezystor R930 jest doprowadzony do końcówki k3 (wejście/wyjście audio), a potem do końcówki k5 gniazda G335 w bloku sygnałowym BS 2030 i dalej do gniazda A/V i RGB.

Analogicznie, sygnał fonii z gniazda A/V lub RGB przez końcówkę k5 gniazda G355 zostaje doprowadzony do k3 modułu MU2030, stąd przez rezystor R930 do tranzystora T908 i po wzmocnieniu, do k4 modułu MU2030, a dalej do modułu fonii.

Rodzaj pracy modułu MU2030 jest określony przez przełącznik rodzaju pracy z tranzystoramii T901 i T902.

Przy normalnej pracy odbiornika Monitor — Helios (włączone pola programatora 1, 2 lub 3 na pasmach VHF lub UHF albo pole 4 na pasmach VHF) napięcie na k5 modułu MU2030 jest równe zeru, a napięcie na k1 — równe 0 lub 12 V. Gdy napięcie na k1 jest równe zeru, baza tranzystora T902 przyjmuje stan niski co powoduje, że na jego kolektorze występuje stan wysoki 12 V powodujący włączenie przełączników, wyprowadzonych do końcówki 8 i 9 (wizja) oraz 4 i 3 (fonia) układu scalonego US901.

Przy korzystaniu z gniazda magnetowidu pole 4 w przełączni-



Schemat modułu MU2030

ku programatora jest włączone na pasmo VHF. Na k1 modułu MU2030 napięcie jest równe zeru, a na k5 występuje napięcie 12 V, które nasyca tranzystor T902 i wyłącza tranzystor T904. Napięcie 12 V z kolektora tranzystora T904 powoduje zwarcie końcówek przełącznika, wyprowadzonych do końcówki 10 i 11 układu scalonego US901.

Przy sterowaniu modułu sygnałem RGB z impulsami synchronizującymi (ich obecność jest niezbędna) doprowadzanymi do wejścia P901 zatyka się tranzystor T911, co powoduje nasycenie tranzystora T902 przez diodę D901 i rezystor R948. Powoduje to z kolei wyłączenie tranzystora T904 i napięcie 12 V z jego kolektora występujące na końcówce 12 układu scalonego US901 włącza styki przełącznika wyprowadzone na końcówki 10 i 11. □ *(lk)*

NADESŁANE do REDAKCJI

MIKROKOMPUTER — PROGRAMOWANIE W JĘZYKU BASIC — Bohdan Frelek, Andrzej Lewandowski. Wydawnictwo Czasopism i Książek Technicznych NOT SIGMA, Warszawa 1988. Wyd. II rozszerzone, nakład 29 350 egz., str. 140, cena zł 430,—

W książce przedstawiono podstawy języka BASIC. Omówiono na przystępnym poziomie zasady tworzenia programów, począwszy od prostych przykładów obliczeniowych, poprzez operacje na tekstach, sposoby programowania efektów graficznych i dźwiękowych, aż do zestawienia wersji języka BASIC stosowanych w kilku znanych typach komputerów.

Książka jest przeznaczona dla szerokiego grona czytelników nie stykających się zawodowo z informatyką. Z książki mogą korzystać wszyscy zainteresowani techniką mikrokomputerową, dysponujący przygotowaniem na poziomie szkoły średniej.

IBM PC i PC DOS — Tomasz Kozdrowicz. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1988. Wyd. I, nakład 50 000 egz., str. 208, cena zł 650,—

Książka zawiera opis podstawowych konfiguracji komputerów zgodnych z IBM PC/XT/AT, szczegółowy opis poleceń systemu operacyjnego PC DOS, jak również opis wybranego oprogramowania użytkowego (tzw. nakładki systemowe — Xtree, Norton Commander, Norton Utilities, SideKick).

Książka jest przeznaczona zarówno dla początkujących, jak i zaawansowanych użytkowników komputerów zgodnych z IBM PC.

SAM NA SAM Z JĘZYKIEM C — Jan Bielecki. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1988. Wyd. I, nakład 50 000 egz., str. 95, cena zł 250,—

Książka zawiera opis obszernego podzbioru języka C i jest adresowana do tych użytkowników mikrokomputera ZX Spectrum (oraz naśladującego go mikrokomputera szkolnego Elwro 800 Jr), którzy posługując się łatwo dostępnym w kraju kompilatorem języka C firmy HiSoft, chcieliby poznać zasady programowania w tym języku.

Książka jest przydatną lekturą przygotowującą do profesjonalnego programowania w języku C.

Kołowy wykres Smitha (3)

mgr inż. G.P. Kaniut SP9RG

Przykład 2. (rys. 21)

Linię symetryczną 240 Ω obciążamy zespoloną wielkością Ra = (240 + j480) Ω. Długość linii wynosi 2 m, długość fali 10,5 m — 28,5 MHz. Ro obieramy 240 Ω.

$$\frac{Ra}{Z_f} = 1 + j2$$

Kreślimy prostą z punktu M (środek układu) przez punkt $\frac{Ra}{Z_f}$, odczytujemy na skali $\frac{1}{\lambda}$; wartość $\frac{1}{\lambda} = 0{,}188$.

Dla dwumetrowej linii przesyłowej, przy długości fali 10,5 m, mamy $\frac{1}{\lambda} = 0{,}19$. Dodając 0,188 + 0,19 otrzymujemy $0{,}378\frac{1}{\lambda}$, zaś idąc po okręgu m = 0,17 lub s = 6, dochodzimy do punktu $\frac{Re}{Z_f} = 0{,}305 - j0{,}93$, a po odnormowaniu (73 – j222) Ω.

Generator (nadajnik) powinien być obciążony taką rezystancją, która zapewnia optymalne dopasowanie, a więc i optymalną moc wyjściową. Przyjęło się dopasowywać generatory do 50 Ω kabla współosiowego, ale spotyka się także kable 60 i 75Ω. Ponieważ w większości wypadków kabel, czyli linia zasilająca, łącząca generator z anteną jest względnie długa, przy wzajemnym ich niedostosowaniu występują straty przekazywanej mocy.

W warunkach optymalnych antena powinna przedstawiać rezystancję równą rezystancji falowej linii zasilającej, ta zaś powinna być optymalnie dopasowana do generatora. Niestety antena nie zawsze spełnia ten wymóg, zachodzi więc konieczność dopasowania jej do linii zasilającej, co można wykonać na drodze transformacji oraz kompensacji.

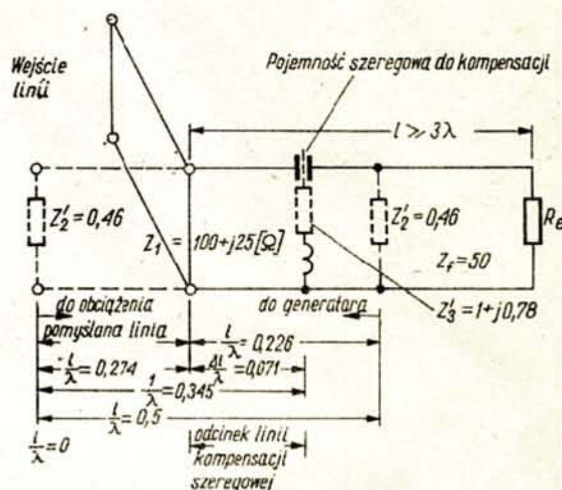
W kolejnym przykładzie (rys. 22) chcemy dopasować antenę o impedancji $Z_1 = (100 + j25)$ Ω do linii zasilającej o rezystancji falowej $Z_f = 50$ Ω. Zabieg ten zamierzamy realizować trzema różnymi sposobami.

1. Kompensacja kondensatorem szeregowym (rys. 23):

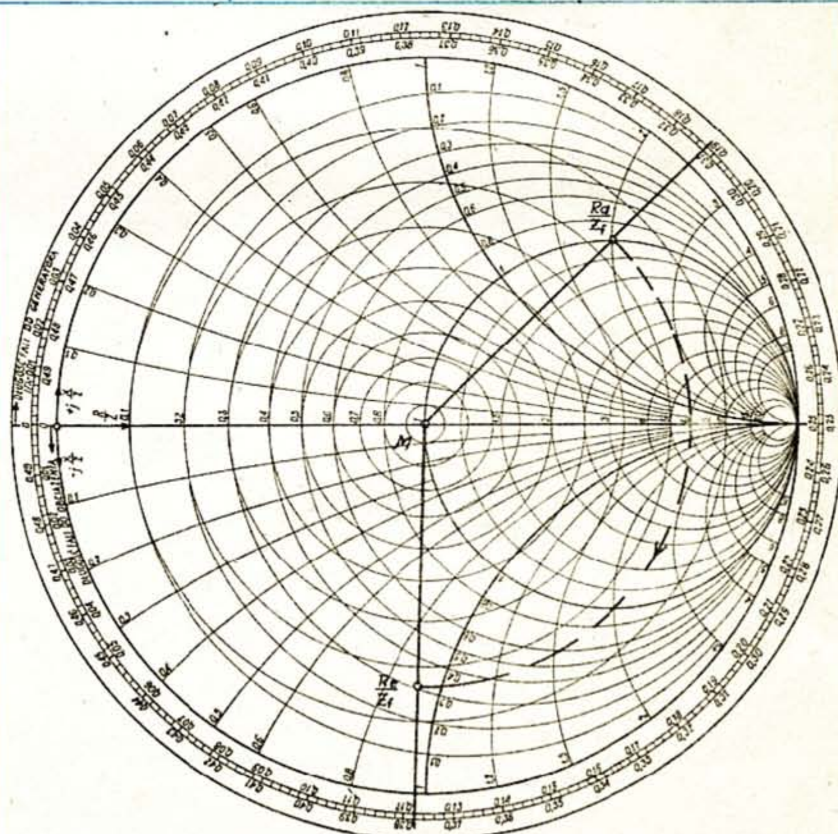
$Ro = Z_f = 50$ Ω $\quad Z_1' = 2 + j0{,}5$

Punkt T_1' nanosimy na wykres kołowy Smitha, kreśląc zarazem prostą z punktu środkowego M wykresu przez punkt Z_1' do skali $\frac{1}{\lambda}$. Wiadomo, że impedancja wejściowa wzdłuż półfalowego odcinka linii zasilającej przybiera różne wartości, w tym także wartości rzeczywiste. Idąc po okręgu m, jaki punkt Z_1' zatacza wokół punktu środkowego układu, napotkamy punkt $Z_2' = 0{,}46$, którego $\frac{1}{\lambda}$ wynosi „0".

Ponieważ liczyć musimy w kierunku do obciążenia, a więc na wykresie Smitha odwrotnie do ruchu wskazówek zegara, czyli w lewo, punkt Z_1' jest oddalony od punktu „0" o $\frac{1}{\lambda} = 0{,}274$ (skala wewnętrzna). Nas jednak interesuje taki punkt na wykresie, w którym okręg m przecina okręg wartości rzeczywistej $\frac{R}{Z} = 1$. Przez ten punkt prowadzimy drugą prostą i odczytujemy jej odległość od punktu „0", wynosi ona $\frac{1}{\lambda} = 0{,}345$. Różnica odległości umożliwia nam ustalenie długości odcinka linii zasilającej od anteny, po którym antena przedstawia impedancję 1 + j0,78. Odcinek ten wynosi $0{,}345 - 0{,}274 = \frac{\Delta l}{\lambda} = 0{,}071$. W punkcie tym



Rys. 22. Dopasowanie anteny do linii zasilającej o rezystancji falowej Z_f = 50 Ω



Rys. 21. Impedancja wejściowa linii przesyłowej obciążonej impedancją

Rys. 23. Dopasowanie anteny metodą kompensacji i transformacji

Rys. 28. Charakterystyka trzypasmowej, 4-elementowej anteny Yagi ATB 34

Rys. 24 Kompensacja kondensatorem szeregowym

składowa rzeczywista anteny byłaby dopasowana do linii zasilającej, jednak składowa urojona (indukcyjna) musi zostać skompensowana szeregową pojemnością:

$$-\frac{jX_s}{Z_f} = -j0,78, \quad \text{czyli} \quad -jX_s = -j39\Omega$$

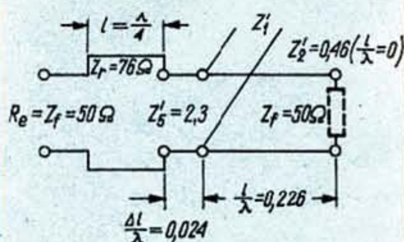
Sposób realizacji tej pojemności zależy od częstotliwości pracy generatora. Dla pasma 2 m, szczególnie zaś 70 cm, pojemność taką należy wykonać jako otwarty odcinek linii (kabla współosiowego) $l < \frac{\lambda}{4}$, zachowującej się jak pojemność i włączyć w odległości $\frac{l}{\lambda} = 0,071$ od anteny, szeregowo w linię zasilającą (rys. 24).

2. Zamiast kondensatora szeregowego można stosować także kondensator równoległy (rys. 25), podłączony jednak w innym miejscu do linii zasilającej. Z uwagi na łączenie równoległe musimy impedancję Z_1' zamienić na równoważną admitancję $Z \cdot G_1$. Z powyższego punktu przesuwamy się także po okręgu m w lewo (wewnętrzna skala) do punktu $Z \cdot G_1'$ leżącego na okręgu $Z \cdot G = 1$. Prosta w kierunku skali $\frac{1}{\lambda}$ umożliwia odczytanie wartości $\frac{1}{\lambda} = 0,155$. Chcąc jednak dalej liczyć rezystancjami musimy wartość $\frac{1}{\lambda} = 0,155$ przesunąć w lewo o $\frac{1}{\lambda} = 0,25$, czyli do punktu Z_4' i odczytujemy $\frac{1}{\lambda} = 0,405$. Odliczając od tego położenia punktu $Z_1' \left(\frac{1}{\lambda} = 0,274\right)$ otrzymujemy $\frac{\Delta l}{\lambda} =$

Rys. 25. Kompensacja kondensatorem równoległym



Rys. 26. Sposób realizacji pojemności równoległej



Rys. 27. Kompensacja transformatorem ćwierćfalowym

= 0,131. W takiej odległości od anteny musimy podłączyć równoległą pojemność — jXp.

$$-jXp = \frac{Z_t}{Z_t|Y|} = \frac{50}{+j0{,}78} = j64\ \Omega$$

Sposób wykonania pojemności podano na rys. 26.

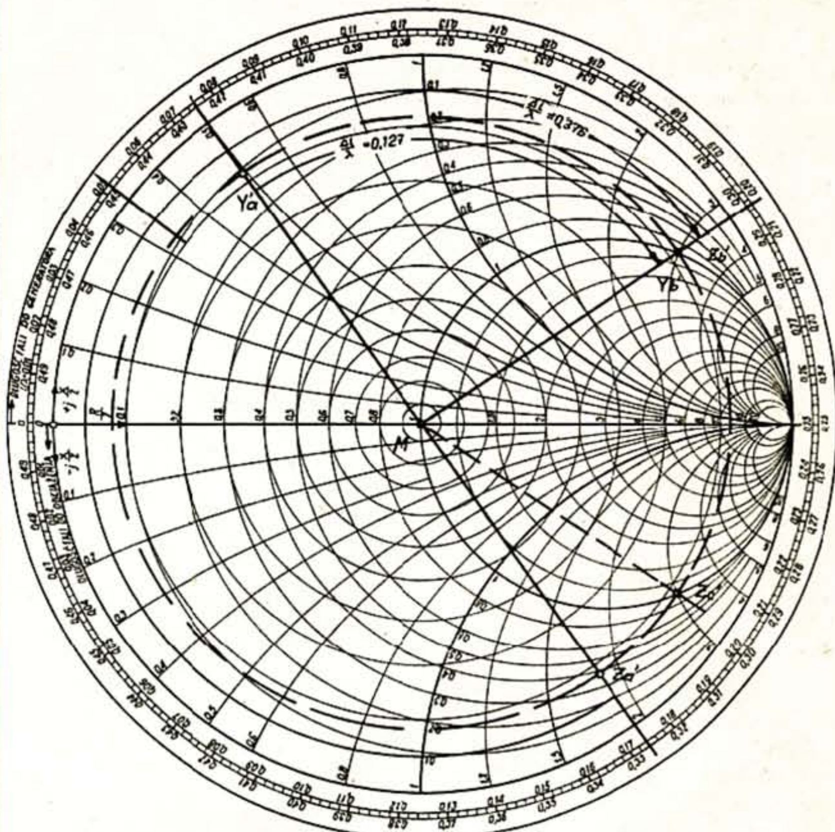
3. Istnieje jeszcze inny sposób dopasowania anteny do linii zasilającej. Zamiast szeregowej lub równoległej kompensacji wielkościami urojonymi można stosować $\frac{\lambda}{4}$ transformację. Transformator taki wymaga jednak obustronnie rzeczywistego dopasowania. Obecnie musimy się posłużyć skalą do generatora, a więc obrotem w prawo. Nasz punkt Z_1' jest oddalony od „0" układu o $\frac{l}{\lambda} = 0{,}226$ (zewnętrzna skala). Wystarczy krótki odcinek linii zasilającej $\frac{l}{\lambda} = 0{,}024$, aby punkt Z_5' był wielkością realną i wynosił 2,3 + j0, co równa się rezystancji anteny 115 Ω. Rezystancja falowa potrzebnego tu transformatora ćwierćfalowego wynosi:

$$Z_T = \sqrt{115 \cdot 50} = 76\ \Omega$$

Wykonanie takiego transformatora nie powinno przysparzać specjalnych kłopotów (rys. 27).

P r z y k ł a d.

Na rys. 28 przedstawiono charaterystykę 3-pasmowej, 4-elementowej anteny Yagi ATB 34, która jest dopasowana do 50 Ω współosiowej linii zasilającej w granicach s = 2 VSWR (ang. voltage standing wave ratio) i na subpasmach fonicznych 14, 21 i 28 MHz pracuje poprawnie. Natomiast w górnej części pasma 10-metrowego niedopasowanie znacznie wzrasta i dla częstotliwości 29,7 MHz wynosi aż s = 11 (strzałka na rys. 28). Instalowanie przestrajalnego układu dopasowującego blisko anteny byłoby celowe, ale zbyt kosztowne, szczególnie przy większej mocy nadajnika, poza tym urządzenie to byłoby mało odporne na wpływy atmosferyczne. Instalowanie „matchboxu" blisko nadajnika byłoby w zasadzie możliwe, ale wtedy na całej linii zasilającej panowałoby niedopasowanie VSWR = 11.



Rys. 29.
Dopasowanie anteny Yagi ATB 34 do kabla współosiowego 50 Ω dla częstotliwości 29,7 MHz

Najwłaściwszym rozwiązaniem pozostaje nadal dopasowanie anteny do linii zasilającej blisko samej anteny, jednak za pomocą prostych urządzeń, zdalnie przełączanych.

Impedancja anteny dla częstotliwości 29,7 MHz Z_a = (19 − j93) Ω, normując Ro = 50Ω, Z_a' = 0,38 − j1,86, zaś $\frac{l}{\lambda}$ = 0,326.

Z_a' leży na okręgu $\frac{1}{m}$ = s = VSWR = 11 (rys. 29). Posuwając się po tym okręgu dochodzimy do punktów Z_b' i Z_c', które oba leżą na okręgu wielkości realnych $\frac{R}{Z_t} = 1$.

$$Z_b' = 1 + j3, \qquad Z_c' = 1 - j3$$

Znana zasada dopasowania mówi: wielkości rzeczywiste dopasować, wielkości urojone kompensować.

Posuwając się po okręgu VSWR = 11 w kierunku do generatora obrót w prawo, z punktu Z_a' do punktu Z_b' musimy pokonać prawie 3/4 obwodu okręgu; dokładniej:

$$0{,}5\lambda - 0{,}326 + 0{,}203 = 0{,}376 \frac{l}{\lambda}$$

Przy częstotliwości 29,7 MHz — długości fali 10,1 m oznacza to odcinek kabla 0,376·10,1 = 3,8 metra. Taki to odcinek kabla powoduje, że Z_a' = 0,38 − j,186 staje się Z_b' = 1 + j3.

Jak wiemy, kable współosiowe są izolowane dielektrykiem z pianki polietylenowej o stałej dielektrycznej ε = 2,3. Nasz odcinek kabla musi więc być skrócony o $\sqrt{\varepsilon}$ = 1,52, czyli do długości 0,66 analogicznego kabla o dielektryku powietrznym. Łączymy więc odcinek kabla współosiowego o długości 3,8·0,66 = 2,51 m jednym jego końcem bezpośrednio do anteny, zaś drugim końcem przez szeregowy kondensator − jX, do takiego samego kabla współosiowego dowolnej długości, prowadzący do nadajnika.

$$\frac{-jX_s}{Z_f} = -j3, \qquad \text{czyli } -jX_s = 36\text{pF}$$

Kondensator ten, odpowiedni do mocy nadajnika, włączamy szeregowo między przewody środkowe obydwóch odcinków kabla współosiowego, zaś ich ekrany łączymy razem. Należy pamiętać, że na odcinku kabla, od anteny do kondensatora, panuje VSWR = 11, zaś po kondensatorze na długim odcinku kabla do nadajnika panuje VSWR = s = m = 1. Przy większych mocach nadajnika celowe jest te 2,51 metra wykonać z nieco mocniejszego kabla.

Zadanie nasze możemy też inaczej rozwiązać. Wystarczy tu odcinek kabla współosiowego o długości 0,35 m, zwarty na jednym końcu, który dołączamy do przewodu środkowego i ekranu kabla, łączącego antenę z nadajnikiem w odległości 0,84 m od anteny (rys. 30).

Ponieważ zachodzi konieczność łączenia równoległego $Z'_a = 0{,}38 - j1{,}86$ anteny, musimy inwertować do $Y'_a = 0{,}086 + j0{,}49$, co odpowiada $\frac{l}{\lambda} = 0{,}076$. Posuwamy się po okręgu VSWR = 11 w prawo, dochodząc do punktu Y'_b, który leży na okręgu $Z_f \cdot G = 1$. Punkt ten graficznie pokrywa się z punktem Z'_b, oznacza jednak admitację o charakterze pojemnościowym. Odległość ta wynosi

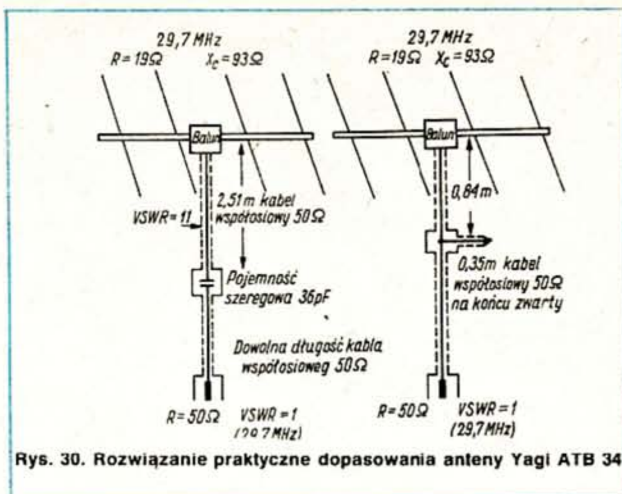
$$0{,}203 - 0{,}076 = \frac{\Delta l}{\lambda} = 0{,}127$$

$0{,}127 \cdot 10{,}1 = 1{,}28$ m kabla o dielektryku powietrznym lub $1{,}28 \cdot 0{,}66 = 0{,}84$ m kabla o dielektryku z pianki polietylenowej. W punkcie tym $Y'_b = 1 + j3$ (pojemnościowe) należy podłączyć indukcyjność kompensacyjną $-j3 \cdot 20$ mS = 60 mS = j16,7 Ω, co przy częstotliwości 29,7 MHz oznacza 90 nH. Tę kompensację możnaby przeprowadzić za pomocą kilkucentymetrowej pętli przewodu miedzianego. Znacznie jednak wygodniej stosować odcinek kabla współosiowego zwarty po jednej stronie. Do określenia jego długości posłużymy się także wykresem Smitha:

$$\frac{16{,}7}{50} = 0{,}345$$

Posuwając się po dodatniej osi urojonej $+j\frac{X}{Z}$ do punktu 0,345 odpowiada jemu na skali $\frac{l}{\lambda}$ wartość 0,052 λ:

$$0{,}052 \cdot 10{,}1 \cdot 0{,}66 = 0{,}346 \text{ m}$$



Rys. 30. Rozwiązanie praktyczne dopasowania anteny Yagi ATB 34

Taki odcinek jednostronnie zwartego kabla współosiowego, przy częstotliwości 29,7 MHz powoduje kompensację składowej pojemnościowej anteny i jej dopasowanie do 50 Ω, czyli VSWR = 4.

Zarówno kondensator szeregowy z przykładu 1, jak ten 35-centymetrowy odcinek zwartego kabla współosiowego można podłączać i odłączać za pomocą odpowiedniego przekaźnika, umieszczonego w hermetycznie zamkniętej metalowej obudowie.

Przedstawione przykłady graficznego dopasowania układów w.cz. za pomocą kołowego wykresu Smitha należy traktować jako inspirację do rozwiązywania innych podobnych zadań. Wykres ten znalazł bardzo szerokie zastosowanie i można go spotkać nawet w materiałach informacyjnych nowoczesnych tranzystorów do pracy w zakresach gigahercowych.

Przyswojenie sobie techniki posługiwania się wykresem powinno amatorom-krótkofalowcom dopomóc w realizacji wielu złożonych zagadnień, które do tej pory traktowano częściowo jako tabu lub rozwiązywano metodami eksperymentalnymi.

LITERATURA

[1] Smith P.H.: Transmision Line Calkulator. „Electronics" nr 12/1939
[2] Geschwinde H.: Die Prasix der Kreis und Leitungsdiagramme in der HF. „Technik" 1959
[3] Rothammel K.: Antennenbuch 1984
[4] Schwarzbeck G.: Antennenimpedanz und Transformation mit dem Smith Diagramm. cq-DL 9/78

□

klub młodych elektroników

re

Poradnik elektronika. Tranzystory (3)

Tranzystory unipolarne, chociaż używane rzadziej niż bipolarne, są w niektórych zastosowaniach niezastąpione dzięki swoim właściwościom. Zasadnicza różnica między tymi tranzystorami polega na tym, że obwód sterowania w tranzystorach bipolarnych zachowuje się tak, jak dioda spolaryzowana w kierunku przewodzenia, ma niewielką rezystancję i wymaga sterowania prądowego wiążącego się z koniecznością doprowadzenia energii do obwodu wejściowego. Ponadto charakterystyka obwodu wejściowego ma nieliniowy przebieg.

Tranzystory unipolarne mają obwód wejściowy o właściwościach diody spolaryzowanej zaporowo. Wiąże się z tym bardzo duża rezystancja wejściowa oraz istnienie niewielkiej pojemności. Sterowanie prądem płynącym w tranzystorze unipolarnym odbywa się za pomocą wewnętrznego pola elektrycznego. Jest to sterowanie napięciowe bez poboru mocy. Z pojęciem sterowania za pośrednictwem pola elektrycznego wiąże się nazwa tranzystora unipolarnego — tranzystor polowy. Często używa się też skrótu FET od angielskiej nazwy tranzystora polowego (Field Effect Transistor). Tranzystory tego rodzaju można traktować, upraszczając sobie całe to zagadnienie, jako rezystory, których wartość rezystancji reguluje się za pomocą napięcia. Tym rezystorem jest wewnętrzny obszar tranzystora — przewodzący kanał o przewodnictwie p albo n.

Starszym czytelnikom tranzystor unipolarny będzie się kojarzyć z lampą elektronową. Niestety, tranzystory w odróżnieniu od lamp są bardzo wrażliwe na przeciążenia napięciowe lub prądowe i łatwo ulegają zniszczeniu. Szczególnie narażony jest obwód wejściowy tranzystora polowego. Bardzo duża rezystancja wejściowa powoduje, że w tranzystorze mogą się gromadzić ładunki elektrostatyczne powodujące powstanie napięcia o znacznej wartości, które może zniszczyć tranzystor.

Ze względu na inną zasadę działania i dla odróżnienia od tranzystorów bipolarnych tranzystory unipolarne mają inne symbole graficzne oraz inne nazwy elektrod (rys. 7). Elektrodą sterującą, odpowiednikiem bazy jest bramka G (od angielskiego Gate), odpowiednikiem emitera jest źródło S (ang. Source), zaś odpowiednikiem kolektora dren D (ang. Drain). Istnieją dwa rodzaje polaryzacji tranzystorów unipolarnych: z kanałem n i z kanałem p. W tranzystorze z kanałem n (rys. 7a) prąd płynie od drenu do źródła, a w tranzystorze z kanałem p (rys. 7b) — w przeciwnym kierunku. Różnią się też między sobą polaryzacje elektrod. Zaznaczono je na rys. 7.

Na rysunku 8 uwidoczniono dwie rodziny charakterystyk tranzystora unipolarnego. Pierwsza z nich, po lewej stronie, ilustruje zależność prądu I_D płynącego między drenem i źródłem od napięcia U_{GS} między bramką i źródłem, przy różnych wartościach napięcia U_{DS} dren–źródło. Łatwo zauważyć, że te charakterystyki na długich odcinkach są liniami prostymi, co oznacza, że prąd płynący w tranzystorze jest wprost proporcjonalny do napięcia sterującego. Jest to bardzo duża zaleta z punktu widzenia zastosowań.

Druga charakterystyka przedstawia zależność między prądem I_D a napięciem dren–źródło U_{DS} przy różnych wartościach U_{GS}. Warto zwrócić uwagę na dwa charakterystyczne obszary tej charakterystyki. W zakresie napięć od 0 do ok. 3 V prąd I_D bardzo szybko wzrasta w miarę zwiększania napięcia U_{DS}. Dalsze zwiększanie napięcia U_{DS} nie powoduje już wzrostu prądu tranzystora. Dopiero zwiększenie napięcia U_{DS} powyżej pewnej krytycznej wartości wywołuje gwałtowny wzrost prądu I_D. Następuje zjawisko wewnętrznego przebicia, powodujące zniszczenie tranzystora.

W tranzystorach polowych o takich właściwościach jak omówione wyżej, należy zwracać uwagę, aby do bramki nie przyłączać napięcia dodatniego, gdyż obwód bramka–źródło zacznie się zachowywać tak, jak przewodząca dioda, a prąd będzie narastać aż do zniszczenia tranzystora.

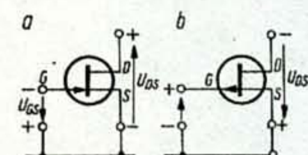
Istnieją również tranzystory unipolarne, które tej wady nie mają. Są one skonstruowane w taki sposób, że między metaliczną warstwą wyprowadzenia bramki i obszarem półprzewodnikowym znajduje się warstwa izolacyjna utworzona z kwarcu będącego niczym innym, jak chemicznym związkiem krzemu oraz tlenu (SiO_2). Wspomniano tu o technologii wykonania fragmentu obwodu bramki, ponieważ od niej wywodzi się powszechnie stosowany skrót MOS pochodzący od angielskiego określenia Metal-Oxide-Semiconductor (metal-tlenek-półprzewodnik), nawiązującego do zastosowanej technologii. Wykonywane w tej technologii tranzystory mają nazwę MOSFET. Dzięki warstwie izolacyjnej rezystancja obwodu bramki staje się jeszcze większa i osiąga wartość rzędu gigaomów (1 GΩ = 10^9 Ω), a napięcie bramki może przyjmować dodatnie i ujemne wartości względem źródła.

Tranzystory MOSFET z racji większej rezystancji obwodu bramki są jeszcze bardziej narażone na uszkodzenia przez ładunki elektrostatyczne niż zwykłe tranzystory FET, dlatego też często na jednej strukturze półprzewodnikowej umieszcza się dodatkowo diody półprzewodnikowe zabezpieczające obwód bramki.

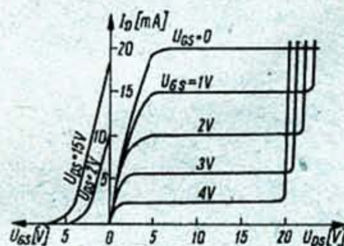
Technologia MOS ma obecnie podstawowe znaczenie w dziedzinie układów scalonych, szczególnie układów pamięciowych i mikroprocesorów.

Istnieją dwie odmiany tranzystorów MOSFET, różniące się charakterystykami przejściowymi. Przykłady charakterystyk przedstawiono na rys. 9. Tranzystor o charakterystyce narysowanej ciągłą linią zaczyna przewodzić już przy ujemnym napięciu bramki o wartości kilku woltów. Jest to tzw. tranzystor „normalnie załączony". Tranzystor o charakterystyce narysowanej linią przerywaną zaczyna przewodzić dopiero wtedy, gdy napięcie bramki ma napięcie dodatnie. Jest to tranzystor „normalnie wyłączony". W literaturze technicznej spotyka się także określenia: tranzystor z kanałem zubożanym oraz tranzystor z kanałem wzbogacanym. Pierwsze okreśenie odnosi się do tranzystora normalnie załączonego, drugie do tranzystora normalnie wyłączonego.

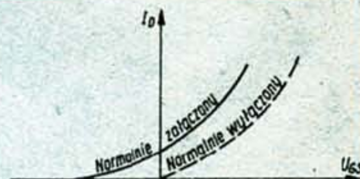
Niektóre typy tranzystorów MOS mają dwie bramki, co umożliwia sterowanie prądem drenu dwoma różnymi sygnałami. Tranzystory polowe MOS z dwiema bramkami są stosowane w głowicach w.cz. odbiorników telewizyjnych i radiowych. Uzyskuje się dzięki temu dwie korzyści. Układy wejściowe są bardziej odporne na silne sygnały, a poza tym umożliwiają objęcie tych stopni działaniem automatycznej regulacji wzmocnienia. Na rysunku 10 przedstawiono symbole graficzne różnego rodzaju tranzystorów MOSFET. Symbole te nie są jeszcze całkowicie znormalizowane i można je spotkać także z innymi symbolami.



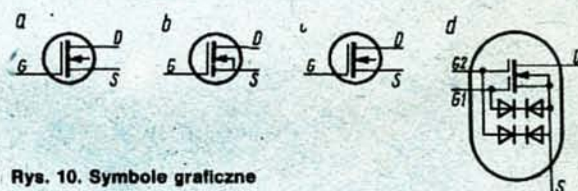
Rys. 7. Symbole graficzne tranzystorów FET
a — z kanałem n; b — z kanałem p



Rys. 8. Podstawowe charakterystyki tranzystorów FET



Rys. 9. Charakterystyki przejściowe tranzystorów MOSFET



Rys. 10. Symbole graficzne tranzystorów MOSFET

a — tranzystor o kanale n, wzbogacanym, bez wyprowadzonego podłoża; b — tranzystor o kanale p, wzbogacanym, z podłożem połączonym wewnętrznie ze źródłem; c — tranzystor o kanale n zubożanym bez wyprowadzenia podłoża; d — tranzystor z dwiema bramkami o kanale zubożanym, z podłożem połączonym wewnętrznie ze źródłem, z diodami zabezpieczającymi w obwodach bramek

Tablica 2. **Ważniejsze parametry wybranych typów tranzystorów unipolarnych**

Oznaczenie	Rodzaj tranzystora Zastosowanie	Parametry graniczne			Parametry charakterystyczne					
		U_{DS}	I_D	P_{tot}	I_{DSS} przy U_{DS}		G_p	F przy f		$\|Y_{21s}\|$
		V	mA (A)	mW (W)	mA	V	dB	dB	MHz	mS
BF245	Tranzystor FET z kanałem n Do wzmacniaczy prądu stałego oraz m.cz. i w.cz.	30	25	300	6–15	15		1,5	100	3
2N3820	Tranzystor FET z kanałem p Do różnych zastosowań	20		200	0,3–15–10					0,8
BF960	Tranzystor MOSFET o dwu bramkach z diodami zabezpieczającymi Do zastosowań w głowicach UHF	20	20	225	2–20	10	16,5	2,8	800	12
CF300	Tranzystor MESFET o dwu bramkach Do zastosowań we wzmacniaczach m.cz. i układach	10	80	200	40	5	23	1,1	800	25
BUZ10	Tranzystor MOSFET mocy z kanałem n Do zastowowań we wzmacniaczach m.cz. i układach impulsowych	50	(12)	(75)						4,8
BUZ50A	Jak BUZ10	1000	(2,5)	(75)						1,5

Nową odmianą krzemowych tranzystorów MOSFET są tranzystory MESFET. Nazwa pochodzi od angielskiego określenia Metal Semiconductor (metal-półprzewodnik) FET. Te tranzystory wykonywane z arsenku galu, wyróżniają się bardzo wielką częstotliwością graniczną, nawet do 10 GHz!

Początkowo tranzystory unipolarne były stosowane wyłącznie w układach małej mocy o niewielkich napięciach. Obecnie, dzięki postępom technologii półprzewodnikowych, coraz bardziej rozpowszechniają się zastosowania tego rodzaju tranzystorów we wzmacniaczach mocy m.cz. oraz w zasilaczach impulsowych.

W tablicy 2 zestawiono dla porównania dane techniczne kilku typów tranzystorów polowych do różnych zastosowań. Parametry graniczne tych tranzystorów nie wymagają objaśnień. I_{DSS} jest to prąd drenu mierzony przy napięciu $U_{GS} = 0$ oraz określonej wartości napięcia U_{DS}. G_p oznacza wzmocnienie mocy sygnału w.cz. i jest podawane dla tranzystorów w.cz. pracujących w zakresach VHF i UHF. F, podobnie jak w przypadku bipolarnych tranzystorów, jest współczynnikiem szumów. Y_{21s} — zwarciowa admitancja przejściowa, wyrażana w milisimensach, jest to parametr określający wzmocnienie tranzystora. W katalogach najczęściej podaje się moduł, tzn. wartość bezwzględną $|Y_{21s}|$.

Tranzystor BF245 jest typowym unipolarnym tranzystorem FET z kanałem n, przeznaczonym do różnych zastosowań. Produkuje go również CEMI. Kolejny tranzystor FET, 2N3820, należy do znacznie rzadziej spotykanych unipolarnych tranzystorów z kanałem p. Ma wyraźnie gorsze parametry.

Tranzystory BF960 są przedstawicielami rozpowszechnionych obecnie dwubramkowych krzemowych tranzystorów MOSFET, przeznaczonych do głowic VHF i UHF odbiorników telewizyjnych oraz do głowic UKF odbiorników radiowych. Tranzystory te mają bramki zabezpieczone wewnętrznymi diodami. Z kolei CF300, to również dwubramkowe tranzystory unipolarne, ale typu MESFET, produkowane z arsenku galu i o znacznie większej częstotliwości pracy. Grupę tranzystorów mocy MOSFET reprezentują dwa typy: BUZ 10 o niewielkim napięciu pracy, ale dużym prądzie i o takiej samej mocy, wysokonapięciowy tranzystor BUZ50A, mający znacznie mniejszy prąd I_D.

Leszek Halicki

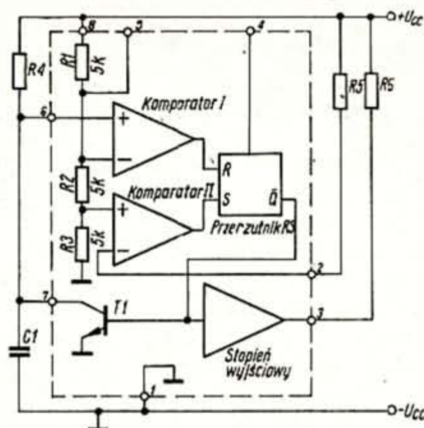
Miernik pojemności

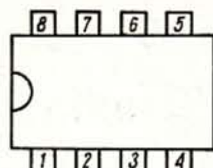
Opisany w artykule prosty miernik pojemności służy do mierzenia pojemności kondensatorów od 10 pF do 10 μF w trzech zakresach pomiarowych. Model został wykonany w laboratorium redakcji i praktycznie wypróbowany przez autora.

Miernik składa się z generatora sygnału o częstotliwości akustycznej oraz mostka. W generatorze zastosowano układ scalony typu ULY7855N — odpowiednik popularnego układu produkcji zachodniej, oznaczanego często w literaturze fachowej jako „555-timer". Po niewielkich zmianach w układzie połączeń może on pracować jako przerzutnik monostabilny lub multiwibrator. Pracę układu objaśniono na przykładzie przerzutnika monostabilnego.

Na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy układu scalonego 555 wraz z podstawowymi elementami zewnętrznymi. Zawiera on dwa wzmacniacze operacyjne pracujące jako komparatory, przerzutnik RS, dzielnik napięcia odniesienia składający się z rezystorów R1 ÷ R3, tranzystor T1 oraz stopień wyjściowy małej mocy. Dzielnik R1 ÷ R3 połączono z napięciem zasilania U_{cc}. Podczas pracy układu, w punkcie połączenia resystorów R1 i R2 pojawia się napięcie o wartości 2/3 U_{cc}, które jest doprowadzane do jednego z wejść górnego komparatora, natomiast w punkcie połączenia rezystorów R2 i R3 powstaje napięcie równe 1/3 U_{cc} i jest doprowadzane do jednego z wejść dolnego komparatora. Napięcia z wyjść obu komparatorów sterują przerzutnikiem RS. Ten z kolei steruje stopniem wyjściowym oraz tranzystorem T1. Gdy układ jest w położeniu spoczynkowym, wyprowadzenie (wyzwalające) 2 układu scalonego jest w stanie wysokiem (połączone z napięciem zasilającym za pomocą rezystora R5). Tranzystor T1 jest nasycony i zwiera kondensator C1. Wyprowadzenie 3 — wyjście układu jest w stanie niskim. Doprowadzenie do wejścia 2 impulsu wyzwalającego zapoczątkuje pracę układu jako generatora monostabilnego (ściślej, spowoduje to opadające zbocze impulsu).

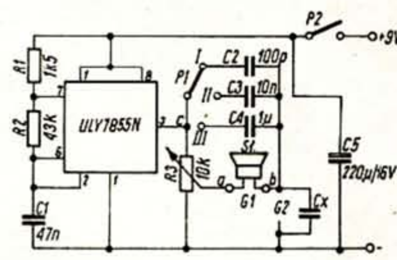
Gdy amplituda impulsu obniży się do wartości mniejszej niż 1/3 U_{cc}, dolny komparator zmienia stan.





Rys. 2. Schemat wyprowadzeń układu scalonego ULY7855N

1 — masa (U_{cc}), 2 — wejście wyzwalające (zegarowe), 3 — wyjście, 4 — wejście zerujące, 5 — wejście napięcia zasilania dodatkowo filtrowanego; wejście sygnału modulacji szerokości impulsów, 6 — regulacja częstotliwości (regulacja progu działania przerzutnika), 7 — kolektor tranzystora wyjściowego, 8 — zasilanie ($+U_{cc}$)



Rys. 1. Schemat blokowy timera 555 wraz z typowym układem połączeń zewnętrznych

Rys. 3. Schemat miernika pojemności.

Powoduje to zmianę stanu przerzutnika RS, zablokowanie tranzystora T1 i zmianę stanu wyjścia 3 na wysoki. Kondensator C1 zaczyna się ładować przez rezystor R4, aż do momentu, gdy napięcie na nim osiągnie wartość 2/3 U_{cc}. Wtedy górny komparator napięcia zmienia stan i powoduje przejście przerzutnika RS do pierwotnego stanu. Tranzystor T1 zostaje odblokowany. Kondensator C1 zaczyna się rozładowywać przez ten tranzystor. Stan wyjścia 3 zmienia się na niski. Czas trwania dodatniego impulsu pojawiającego się na wyjściu 3 zależy od iloczynu wartości elmentów R4·C1. Pracę układu timera działającego jako multiwibrator można wywołać łącząc wyprowadzenie zerujące 4 z masą oraz włączając między wyprowadzenia 6 i 7 dodatkowy rezystor. Częstotliwość drgań generatora będzie zależeć od iloczynu wartości elementów wspomnianego R4·C1 i dodatkowego rezystora. Układ scalony 555 jest produkowany przez wiele firm w różnych obudowach. Odpowiednik krajowy jest w obudowie typu DIL; wyprowadzenia tego układu przedstawiono na rys. 2.

Schemat miernika pojemności przedstawiono na rys. 3. Generator miernika wytwarza sygnał prostokątny o częstotliwości akustycznej ok. 350 Hz, określonej przez wartości elementów C1, R1 i R2. Do wyjścia układu (wyprowadzenie 3) dołączono wejście mostka — przekątna c-d. Gałęzie mostka tworzą: potencjometr R3, kondensator wzorcowy (w zależności od pozycji przełącznika P1 — C2, C3 lub C4) oraz kondensator mierzony Cx. Regulując potencjometrem R3 doprowadza się do stanu równowagi mostka. Ma ona miejsce wtedy, gdy iloczyny rezystancji i pojemności w przeciwległych gałęziach mostka są sobie równe, tzn. gdy np. R3'·C2 = R3"·Cx (gdzie R3'+R3" = R3). Stąd szukana pojemność: Cx = (R3'·C2): :R3". Gdy mostek jest w stanie równowagi, prąd przez przekątną a-b nie płynie. Włączając w ten obwód sygnalizator akustyczny (gniazdo G1), np. słuchawkę, można w prosty sposób uzyskać sygnalizację stanu równowagi mostka. Pojemność mierzoną Cx włącza się do gniazda G2. Kondensator elektrolityczny C5 odsprzęga źródło zasilania.

Miernik mierzy pojemność w trzech zakresach: I od 10 do 100 pF, II — od 1 do 100 nF i III od 100 nF do 10 µF. Wybrany zakres pomiarowy włącza się przełącznikiem P1. Kondensator C2 jest włączony przy pracy w pierwszym zakresie, C3 w drugim, zaś C4 w trzecim. Potencjometr R3 powinien mieć charakterystykę liniową (typ A) i może być zarówno suwakowy jak i obrotowy. Dookoła gałki potencjometru obrotowego lub wzdłuż potencjometru suwakowego należy umieścić podziałkę pojemności. Jeżeli pojemności wzorcowe zostaną dobrane dokładnie, będzie można zrezygnować z nanoszenia trzech podziałek osobno dla każdego zakresu pomiarowego i wtedy wartości pojemności np. 10 pF, 10 nF i 100 nF będą odczytywane w tym samym miejscu. Jako wskaźnik równowagi mostka najlepsza jest słuchawka krystaliczna (ze względu na jej bardzo dużą rezystancję). Nie mając takiej słuchawki można zastosować typową słuchawkę miniaturową o rezystancji 8 Ω, lecz jedynie do pomiaru pojemności w zakresach II i III. Dokładne wskazania miernika w trzech zakresach można uzyskać łącząc gniazdo G1 z wejściem radiowym lub magnetofonowym wzmacniacza m.cz. Jako gniazdo G1 służące do dołączenia mierzonej pojemności kondensatora Cx można zastosować dwa zaciski laboratoryjne (najlepiej miniaturowe) albo np. zaciski stosowane w fabrycznych wzmacniaczach lub zestawach głośnikowych do dołączania przewodów. Przy pomiarze pojemności w zakresie I, a szczególnie pojemności o wartości rzędu 10 pF, należy zwrócić szczególną uwagę na to, aby przewody łączące mierzony kondensator z zaciskami pomiarowymi były jak najkrótsze. Dotyczy to również przewodów prowadzonych przy montażu urządzenia i łączących, np. kondensator C2 z zaciskiem gniazda G1. Pojemność Cp przewodów doprowadzających zależy głównie od ich długości i może wynosić kilka pikofaradów. Jest ona połączona równolegle z mierzoną pojemnością kondensatora Cx. Zatem Cx' = Cx+Cp. Zjawisko to przy pomiarze pojemności ok. 10 pF może znacznie zniekształcić dokładność pomiaru. Aby otrzymać prawdziwą wartość pojemności kondensatora Cx należy w takiej sytuacji odjąć od otrzymanej wartości Cx' pojemność przewodów kondensatora Cp. Pobór prądu przez miernik nie przekracza kilkunastu miliamperów, zaś przy równowadze mostka — kilku miliamperów. Dlatego też jako źródło zasilania miernika można zastosować, np. baterię typu 6F22 o napięciu 9 V. Układ miernika najlepiej zmontować na typowej uniwersalnej płytce drukowanej (do nabycia w Centralnej Składnicy Harcerskiej).

Jako przełącznik P1 można zastosować przełącznik obrotowy (najlepiej trójpozycyjny) lub przełączniki typu Isostat (zależne). Po zmontowaniu urządzenia należy dokonać kalibracji. Polega ona na dołączaniu do zacisków pomiarowych G1 kondensatorów o znanej pojemności (zmierzonej na innym dokładnym mierniku pojemności i zaznaczanie jej na podziałce miernika. Ponieważ wartości elementów tworzących poszczególne gałęzie mostka zostały odpowiednio dobrane, nie ma potrzeby każdorazowego obliczania pojemności kondensatora Cx ze wzoru na równowagę mostka. Wartość mierzonej pojemności odpowiada temu punktowi na podziałce potencjometru R3, przy którym sygnał w słuchawce przestaje być słyszalny. □

Jerzy Barłowski, Stanisław Kukawski

Odbiornik radiofoniczny „Radiobudzik RE-125"

„Radiobudzik RE-125" jest popularnym przenośnym odbiornikiem radiofonicznym przeznaczonym do odbioru monofonicznych programów radiowych nadawanych w pasmie fal długich (Warszawa I) i UKF. Poza tym odbiornik współpracując z wbudowanym analogowym zegarem kwarcowym o dużej dokładności, może służyć jako budzik z możliwością samoczynnego włączenia radia lub alarmu dźwiękowego.

DANE TECHNICZNE

Czułość użytkowa:	
— fale długie	≤ 4 mV/m
— UKF	≤ 8 μV
Próg ograniczania (f = 69 MHz)	≤ 10 μV
Selektancja:	
— fale długie	20 dB
— UKF	15 dB
Częstotliwości pośrednie:	
— tor AM	465 kHz
— tor FM	10,7 MHz
Tłumienie sygnałów lustrzanych:	
— fale długie	≥ 36 dB
— UKF	≥ 25 dB
Skuteczność działania ARW (fale długie):	≥ 40 dB
Znamionowa moc wyjściowa	
(h = 7%, R_L = 8 Ω):	≥ 200 mW
Elektroakustyczna charakterystyka przenoszenia:	
— tor AM	350÷2500 Hz
— tor FM	250÷6300 Hz
Zasilanie zegara:	1 ogniwo typu R6 (1,5 V)
Zasilanie odbiornika:	
— z baterii	4 ogniwa typu R6 (6 V)
— z zewnętrznego zasilacza prądu stałego	6÷9 V
Pobór prądu przy P_{zn}:	≤ 90 mA
Dokładność zegara:	±1 s/dobę
Czas pracy zegara z jednej baterii:	dłużej niż 3 miesiące
Wymiary:	174 × 80 × 50 mm
Masa (bez baterii):	440 g

Opis działania

Schemat odbiornika „Radiobudzik RE-125" przedstawiono na rysunku (str. 16).

Sygnał w.cz. z anteny teleskopowej (tor FM) jest wzmacniany przez wzmacniacz w.cz., którego funkcję pełni tranzystor T101. Obciążeniem tego tranzystora jest obwód rezonansowy przestrajany jedną z sekcji kondensatora obrotowego. Po wzmocnieniu sygnał jest doprowadzany przez dzielnik pojemnościowy do wejścia mieszacza samowzbudnego z tranzystorem T102. Diody D101 i D103 służą do ograniczania sygnału wejściowego, zaś dioda D102 stabilizuje punkty pracy wzmacniacza w.cz. i mieszacza. Otrzymany na wyjściu mieszacza sygnał p.cz. jest doprowadzany przez filtr ceramiczny FCM 10,7 S do wejścia (końcówka 16) układu scalonego US201 (TDA1220B lub UL1219). Po wmocnieniu sygnał jest doprowadzany do obwodu przesuwnika fazowego. Przesunięty w fazie o 90° sygnał zostaje doprowadzony do kwadraturowego detektora koincydencyjnego, skąd po detekcji sygnał m.cz. dostaje się przez przedwzmacniacz m.cz. do wspólnego wyjścia torów AM i FM.

Sygnał w.cz. z anteny ferrytowej (tor AM) jest doprowadzany do wejścia (końcówka 2) układu scalonego US201, który dla toru AM stanowi wraz z elementami zewnętrznymi wzmacniacz w.cz., mieszacz, heterodynę, wzmacniacz p.cz., detektor, układ ARW, przedwzmacniacz m.cz. Przełączenie z toru AM na FM odbywa się za pomocą wewnętrznego przełącznika, sterowanego napięciem stałym podawanym na końcówkę 13.

Wzmacniacz m.cz. znajduje się na oddzielnej płytce montażowej, z układem scalonym UL1482K, który zawiera przedwzmacniacz, stopień sterujący i wzmacniacz mocy, obciążony głośnikiem o impedancji 8 Ω. Wzmocnienie wzmacniacza można zmieniać rezystorem R303, charakterystykę częstotliwości — kondensatorem C304 w zakresie górnego pasma i kondensatorem C301 w zakresie dolnego pasma przenoszonych częstotliwości.

Na wejściu wzmacniacza m.cz. znajduje się przełącznik „RADIO-ALARM" służący do wybierania rodzaju sygnału budzenia. Przełącznikiem tym można również wyłączyć odbiornik (np. w czasie transportu lub przerw w użytkowaniu); należy wówczas wyłączyć budzenie, a przełącznik rodzaju budzenia ustawić w pozycji „ALARM".

W odbiorniku radiowym RE-125 znajduje się wyłącznik napięcia zasilania. Jest to bistabilny przerzutnik z dwoma tranzystorami o przeciwnej polaryzacji, z których pierwszy (T401) jest tranzystorem wykonawczym włączonym między źródło zasilania i odbiornik, a drugi (T402) tranzystorem sterującym. Przerzutnik jest wyzwalany przez przycisk monostabilnego przełącznika umieszczony między obwodem bazy tranzystora sterującego a dodatnim biegunem źródła zasilania lub przycisk Wył. znajdujący się między obwodem bazy tranzystora sterującego a ujemnym biegunem źródła zasilania.

Naciśnięcie przycisku Wł powoduje naładowanie kondensatora C403, nasycenie tranzystorów T401 i T402 oraz zaświecenie się diody D401 włączonej w obwód bazy tranzystora T401. Ten stan jest utrzymywany dzięki obecności rezystora R403, który niedopuszcza do rozładowania się kondensatora C403. Rozładowuje się on przez rezystor R401 dopiero po naciśnięciu przycisku Wył. Zaletą przerzutnika jest to, że w stanie wyłączonym nie pobiera prądu ze źródła zasilania; obydwa tranzystory nie przewodzą. Przerzutnik może być wyzwalany również przez zestyki budzika wtedy, gdy wyłącznik „Budzenie" jest zwarty. Wówczas przez rezystor ograniczający R406, zwarte zestyki budzika i kondensator C402 jest ładowany kondensator C403, wyzwalając tym samym przerzutnik.

W momencie kasowania budzenia zwiera się, przez rezystor ograniczający R401, kondensator C403 do masy (rozładowując go). Kondensator C402 ładuje się do pełnego napięcia zasilania uniemożliwiając powtórne wyzwolenie przerzutnika.

Zegar składa się: z zespołu elektronicznego, silnika krokowego napędzającego przekładnię zliczającą ze wskazówkami oraz mechanizmu budzenia.

Układ scalony US501 (MC1211N) wytwarza impulsy sterujące funkcje zegara (impulsy alarmu, sterowanie silnika itp.). Rezonator kwarcowy Q zapewnia odpowiednią dokładność zegara. Korekcję częstotliwości dokonuje się za pomocą kondensatora dostrojczego C502. Kondensator C504 różniczkuje impulsy wyjściowe układu scalonego, sterujące silnik krokowy. Wirnik silnika krokowego napędza przekładnię mechaniczną powodującą obrót wskazówek zegara. Dodatkowo przekładnia mechaniczna steruje mechanizm włączania alarmu. W odpowiedniej chwili, nastawionej uprzednio wskazówką sygnałową, następuje zwarcie zestyków budzika.

Schemat odbiornika „Radiobudzik RE-125"

z praktyki radioamatorskiej 

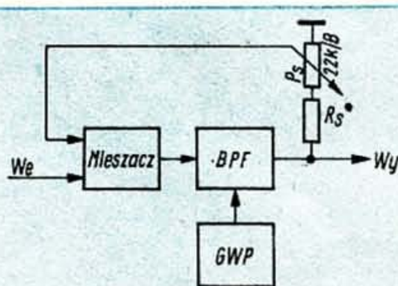
Udoskonalenie przesuwnika fazowego do elektronicznych instrumentów muzycznych

mgr inż. Kryspin Świtalski

W artykule opisano sposób efektywniejszego wykorzystania przesuwnika fazowego, opisywanego w nrze 7–8/1981 „Re" (lub przesuwnika podobnego), do otrzymywania lepszego brzmienia dźwięku instrumentów muzycznych, dzięki zastosowaniu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Przesuwnik fazowy, opisany w „Re" nr 7–8/1981, daje znaczne przesunięcie fazy (12 ogniw przesuwających fazę). Podczas doświadczeń z zastosowaniem tego układu, stwierdziłem, że po wprowadzeniu niewielkich zmian układowych, polegających głównie na wprowadzeniu sprzężenia zwrotnego, uzyskiwany efekt jest porównywalny z wytwarzanym przez podobne urządzenia zawierające linie opóźniające, produkowane przez takie firmy, jak np.: Ibanez, Roland i inne. Istotę modyfikacji układu ilustruje schemat.

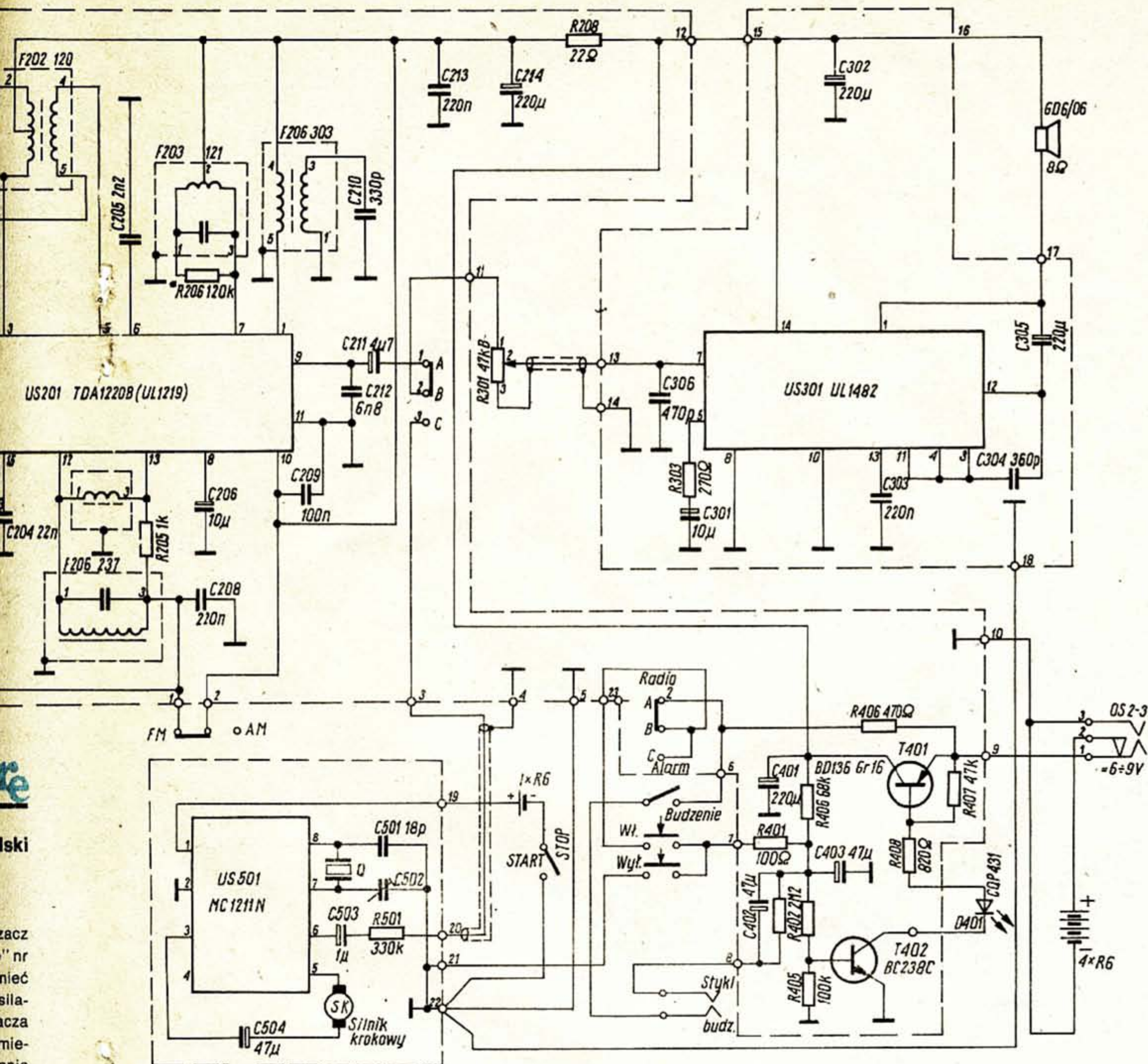
Rezystor Rs (ok. 100 kΩ) należy dobrać tak, aby w skrajnym położeniu potencjometru Ps, nie dochodziło do wzbudzania się układu. Wartość potencjometru Ps (22 kΩ) nie jest krytyczna. Potencjometr ten powinien znajdować się na płycie czołowej, obok innych elementów regulacji operacyjnej urządzenia.



Schemat strukturalny modyfikatora dźwięku z wykorzystaniem przesuwnika fazowego
M — mieszacz, BPF — blok przesuwników fazowych, GWP — generator wolnych przebiegów, PS — potencjometr regulujący stopień sprzężenia zwrotnego

W układzie wykorzystałem mieszacz wejść mikrofonowych, opisany w „Re" nr 3/1980. Mieszacz ten powinien mieć osobny zasilacz, lub powinien być zasilany z baterii. Wykorzystanie zasilacza przesuwnika fazowego do zasilania mieszacza może spowodować pojawienie się „stuków" pochodzących z generatora wolnych przebiegów GWP.

Otrzymywany efekt akustyczny można zbliżyć do zjawiska Dopplera, jeśli za układem przesuwnika fazoweego zmontuje się przystawkę „tremolo", opisaną w „Re" nr 7/1987, przy czym należy wykorzystać tylko część tego układu (można pominąć generator). Przebieg modulujący sygnał należy pobrać bezpośrednio z generatora wolnych przebiegów (GWP) sterującego blok przesuwników fazowych (BPF). Dzięki temu częstotliwość modulacji amplitudowej jest taka sama jak modulacji fazowej sygnału.



Wyniki konkursu na najlepsze artykuły opublikowane w „Radioelektroniku" w 1988 r.

Z przyjemnością informujemy naszych Czytelników o rozstrzygnięciu stałego konkursu na najlepsze artykuły opublikowane w „Re".

Kolegium redakcyjne przyznało następujące nagrody:

1. W kategorii artykułów opisujących urządzenia elektroniczne:

I — 45 000 zł Piotrowi Zbysińskiemu za artykuły „Sterownik węża świetlnego" (nr 10/1988), „Domofon" (nr 11/1988) i „Układ zabezpieczenia pieca miałowego" (12/1988)

II — 30 000 zł Dariuszowi Ziółkowi za artykuły „Kompatybilny układ redukcji szumów Dolby B C" (nr 4/1988) i „Układy tor fonicznego do magnetofonu" (nr 9/1988)

III — 20 000 zł Sławomirowi Kalinowskiemu za artykuł „Cyfrowy miernik częstotliwości z automatyczną zmianą zakresu" (nr 6/1988)

2. W kategorii artykułów o charakterze informacyjno-poznawczym:

I — 35 000 zł Markowi Drasowi za artykuł „Oscyloskopy z pamięcią cyfrową" (nr 9 i 10/1988)

II — 20 000 zł Piotrowi Nagłowskiemu i Hannie Majewskiej za artykuł „Filtry z akustyczną falą powierzchniową" (nr 11/1988).

Silniki elektryczne małej mocy

Leon Kossobudzki

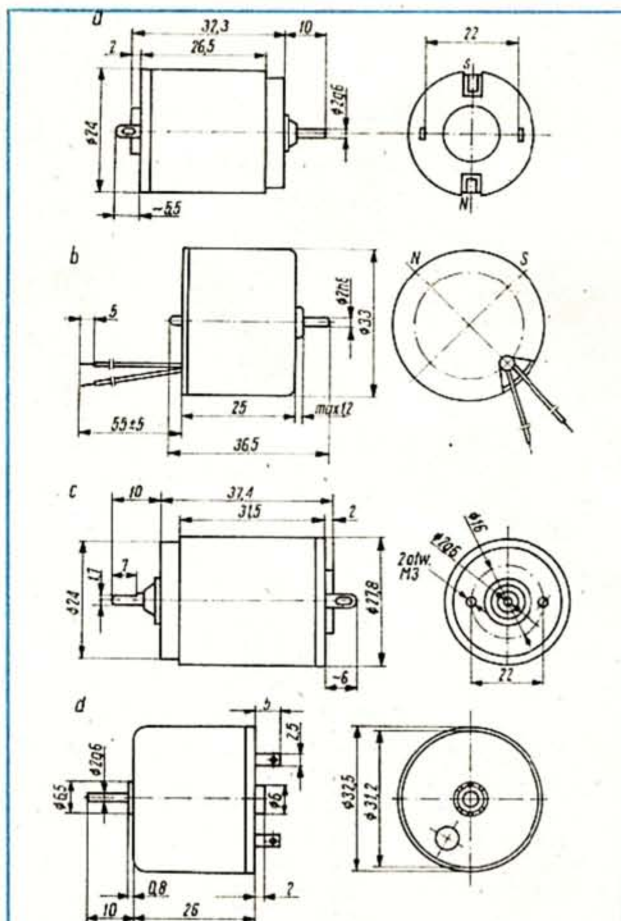
Wypełniając kolejną lukę informacyjną dotyczącą podzespołów, podajemy informacje o niektórych silnikach elektrycznych małej mocy, produkowanych przez Zakład Silników Małej Mocy SILMA w Sosnowcu. Silniki takie są szeroko stosowane w wyrobach fabrycznych — od zabawki do domowego sprzętu kuchennego i magnetofonu, jak również w licznych konstrukcjach amatorskich.

HD-2200 — silnik prądu stałego z magnesem trwałym, przeznaczony do napędu urządzeń powszechnego użytku, m.in. suszarek do włosów.

DANE TECHNICZNE

Napięcie znamionowe:	15 V
Moment znamionowy:	30×10^{-4} Nm
Prędkość obrotowa:	628 rad/s
Kierunek wirowania:	lewy
Moc pobierana:	3,3 W
Moc oddawana:	1,8 W
Prąd znamionowy:	0,22 + 0,045 A
Klasa izolacji:	E
Trwałość:	250 h
Masa:	51 g

Wymiary silnika są podane na rys. 1a. Zakres temperatur pracy wynosi $+5 \div +40^\circ$C, położenie pracy dowolne.



Rys. 1. Szkic i wymiary silników prądu stałego z magnesem stałym
a — HD-2200; b — PRM-33; c — AS-4/1; d — H-3202N i H-3203N

PRM-33-1,5, -1,7, -1,9, -2,5 — silniki prądu stałego z magnesem trwałym, przeznaczone zasadniczo do sprzętu fonicznego.
Dane techniczne podano w tabl. 1, a wymiary — na rys. 1b. Silniki, których oznaczenie zawiera literę L, mają lewy kierunek wirowania. Położenie pracy jest dowolne.

AS-4/1 — silnik prądu stałego z magnesem trwałym, przeznaczony do napędu drukarki kalkulatora

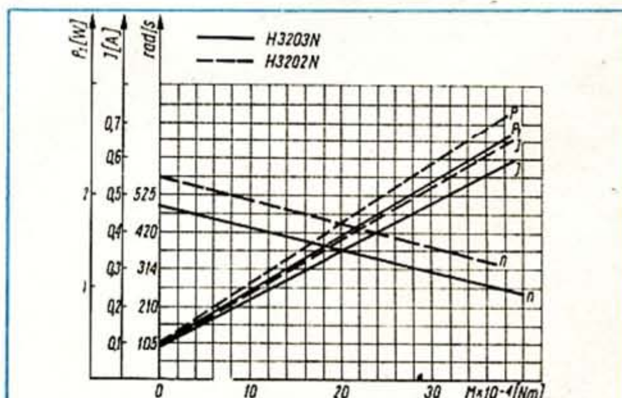
DANE TECHNICZNE

Napięcie znamionowe:	17 V
Prąd znamionowy:	0,25 A
Moc znamionowa oddawana:	1,2 W
Sprawność (przy obciążeniu momentem znamionowym	0,50
Moment znamionowy:	$19,6 \times 10^{-4}$ Nm
Prędkość obrotowa:	628 rad/s
Kierunek wirowania:	lewy
Trwałość:	2400 cykli/h
Masa:	61 g

Silnik jest przystosowany do pracy przerywanej (S3 23,3%) w dowolnym położeniu.
Wymiary silnika są przedstawione na rys. 1c.

Tablica 1. **Dane techniczne silników PRM-33**

Parametry	PRM-33-1,5	PRM-33-1,7	PRM-33-1,9	PRM-33-2,5
Napięcie indukowane [V]	1,5	1,7	1,9	2,5
Rezystancja wewnętrzna [Ω]	11,2	14,5	18	32
Moment znamionowy [Nm · 10⁻⁴]	10	10	10	10
Siła boczna [N]	1,4	1,4	1	1,4
Prędkość obrotowa przy obciążeniu [rad/s]	209	168	126	209
Prędkość obrotowa biegu jałowego [rad/s]	209	209	126	209
Prąd biegu jałowego [mA]	36	30	25	25
Prąd przy obciążeniu 10 Nm · 10⁻⁴ [mA]	110	100	90	70
Trwałość [h]	1000	1000	1000	1000



Rys. 2. Charakterystyki silników H-3202N i H-3203N

Tablica 2. **Dane techniczne silników H-3202N i H-3203N**

Parametry		H-3202N	H-3203N
Napięcie znamionowe	[V]	4,5	4,5
Prędkość obrotowa	[rad/s]	367	367
Moc pobierana	[W]	2,5	1,6
Moc oddawana	[W]	1,1	0,7
Prąd znamionowy	[A]	0,55+0,1	0,35+0,1
Moment znamionowy	[N·m]	32×10^{-4}	20×10^{-4}
Kierunek wirowania		dowolny	dowolny
Trwałość	[h]	30	30
Masa	[g]	50	50

H-3202N, H-3203N — silniki prądu stałego z magnesem trwałym, przeznaczone do napędu zabawek i innych urządzeń.

Dane techniczne podano w tabl. 2, wymiary na rys. 1d, a charakterystyki — na rys. 2.

UH-16.00 — jednofazowy silnik komutatorowy, przeznaczony zasadniczo do napędu maszynki do mięsa.

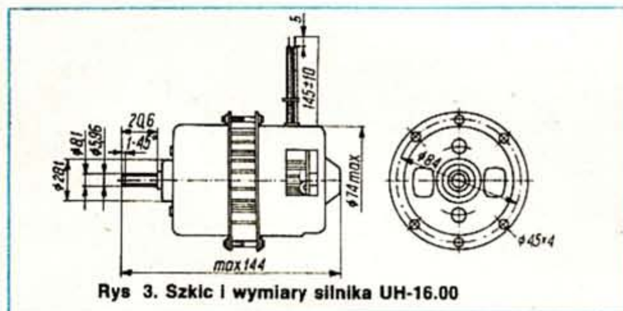
Praca przerywana (S2-10) tylko w położeniu poziomym.

DANE TECHNICZNE

Napięcie znamionowe:	220 V/50 Hz
Moment znamionowy:	0,111 Nm
Prędkość obrotowa:	943 rad/s
Kierunek wirowania:	prawy
Moc pobierana:	172+45 W
Moc oddawana:	105 W
Prąd znamionowy:	0,82 A
Trwałość:	600 h
Stopień ochrony:	IP 00
Masa:	1,2 kg

Wymiary silnika są przedstawione na rys. 3.

MA-2 — silnik jednofazowy komutatorowy, przeznaczony do napędu maszyny do szycia.



Rys 3. Szkic i wymiary silnika UH-16.00

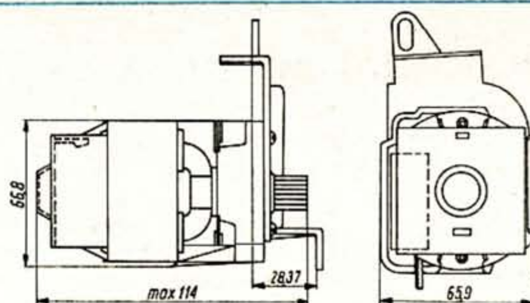
DANE TECHNICZNE

Napięcie znamionowe:	220 V/50 Hz
Moment znamionowy:	0,0471 Nm
Prędkość obrotowa:	723 rad/s
Kierunek wirowania:	lewy
Prąd znamionowy:	0,35 A
Sprawność:	0,45±0,08
Cos φ:	0,97
Rezystancja uzwojenia wirnika:	100 Ω±10%
Rezystancja uzwojenia stojana:	2×41Ω
Poziom dźwięku z odległości 1 m:	60 dB/A
Poziom drgań:	4,5 mm/s
Masa:	0,65 kg

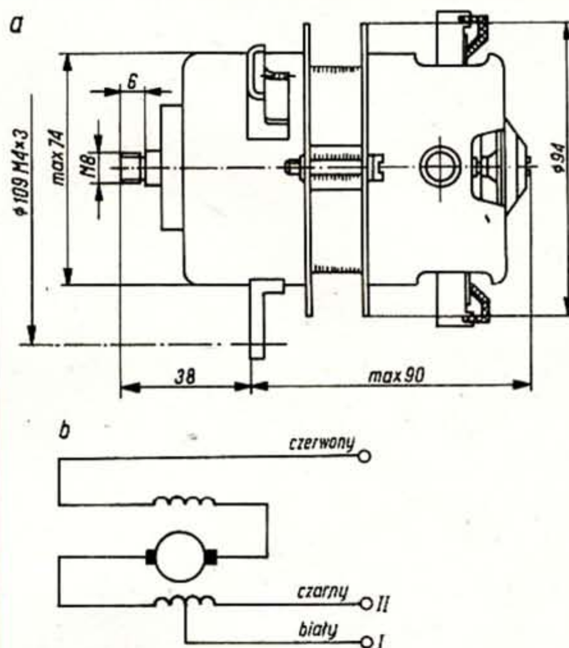
Wymiary silnika są podane na rys. 4.

VA-370 — silnik jednofazowy, komutatorowy, dwubiegowy, przeznaczony zasadniczo do napędu sokowirówki-miksera, przy pracy przerywanej i czasie trwania cyklu 4 min. Położenie pracy pionowe.

Dane techniczne są podane w tabl. 3, a wymiary silnika ze schematem połączeń przedstawiono na rys. 5.



Rys. 4. Szkic i wymiary silnika MA-2



Rys. 5. Szkic silnika VA-370

a — wymiary, b — schemat połączeń

Tablica 3. **Dane techniczne silnika VA-370**

Parametry		I bieg	II bieg
Napięcie znamionowe	[V]	220	220
Częstotliwość	[Hz]	50	50
Prędkość obrotowa	[rad/s]	943	943
Moc pobierana	[W]	150+45	200+45
Moc oddawana	[W]	90	120
Prąd znamionowy	[A]	0,72	0,95
Moment znamionowy	[N·m]	0,0954	0,127
Kierunek wirowania		lewy	lewy
Trwałość	[h]	600 (12 000 cykli)	600 (12 000 cykli)
Masa	[kg]	1,2	1,2

Tablica 4. **Dane techniczne silników SZKa**

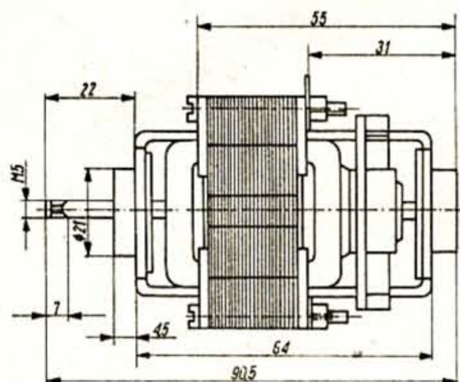
Parametry		SZKa12	SZKa14	SZKa17
Napięcie znamionowe	[V]	220	220	220
Częstotliwość	[Hz]	50	50	50
Prędkość obrotowa	[rad/s]	251	251	251
Moc pobierana	[W]	20	26	29
Moc oddawana	[W]	1,6	2,5	4
Prąd znamionowy	[A]	0,140	0,185	0,215
Moment znamionowy	[N·m]	0,00637	0,00995	0,0159
Kierunek wirowania		lewy	lewy	lewy
Trwałość	[h]	5000	5000	5000
Masa	[kg]	0,31	0,35	0,43

KASB 50-20/u — silnik przeznaczony do napędu młynka udarowego do kawy, w pionowym położeniu pracy i warunkach pracy przerywanej (S2-1).

DANE TECHNICZNE

Napięcie znamionowe:	220 V/50 Hz
Moment znamionowy:	0,0325 Nm
Prędkość obrotowa:	2304 rad/s
Kierunek wirowania:	lewy
Moc pobierana:	144 W ± 30%
Moc oddawana:	75 W
Prąd znamionowy:	0,7 A
Trwałość:	60 h
Masa:	0,28 kg

Wymiary silnika przedstawiono na rys. 6.



Rys. 6. Szkic i wymiary silnika KASB 50-20/u

Tablica 5. **Dane techniczne silników: UA-121, UL-259, CC-7.00, CD-7.00**

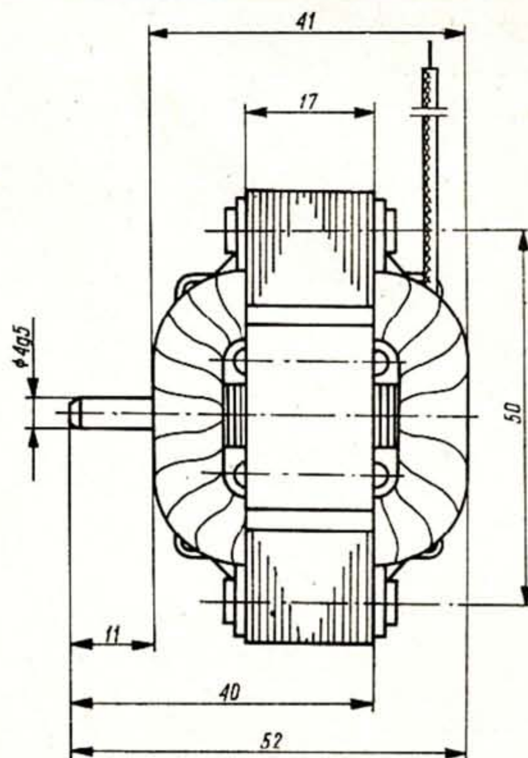
Parametry	UA-121	UL-259		CC-7.00 CD-7.00
Napięcie znamionowe (V)	220	220	220	220
Częstotliwość [Hz]	50	50	50	50
Prędkość obrotowa [rad/s]	138	136	136	258
Moc pobierana [W]	28	50	62	55
Moment znamionowy [N · m]	0,0579	0,118	0,184	0,088
Prąd znamionowy [A]	0,175	0,27	0,29	0,26
Kierunek wirowania	lewy	lewy lub prawy	prawy	prawy
Parametry kondensatora [μF/V]	2,2/230	5/200	3/400	5/200
Stopień ochrony	IP 32	IP 32	IP 32	IP 32
Trwałość [h]	10 000	10 000	10 000	10 000
Chłodzony powietrzem [m³/min]	—	0,375	0,66	0,12
o wydatku i prędkości [m/min]	—	25	55	10
Wykonanie wałka	1,2	1,3	1	1
Wykonanie	3	1,5,6	2	4
Masa [kg]	1,35	1,35	1,5	1,5

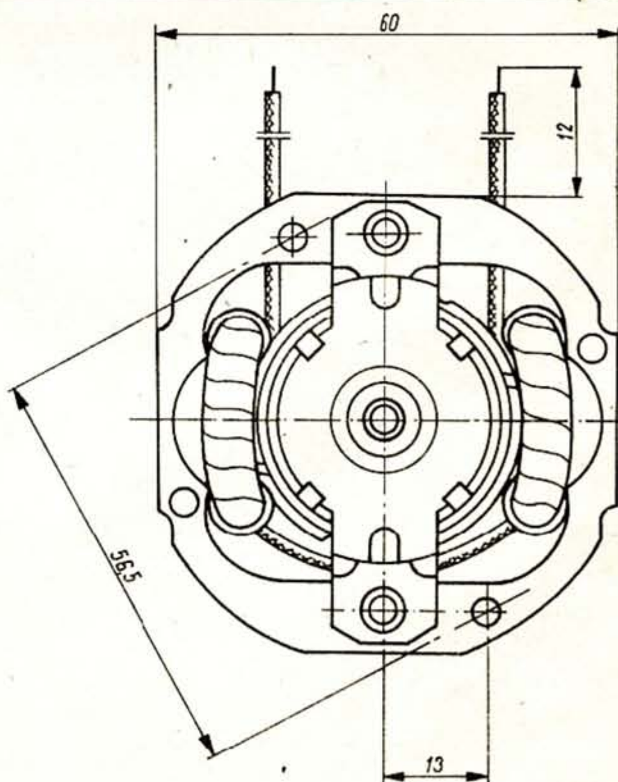
SZKa 12, SZKa 14, SZKa 17 — silniki indukcyjne jednofazowe z pomocniczym uzwojeniem zwartym, przeznaczone do napędu urządzeń powszechnego użytku w dowolnym położeniu pracy.

Dane techniczne podano w tablicy 4, a wymiary silników przedstawiono na rys. 7.

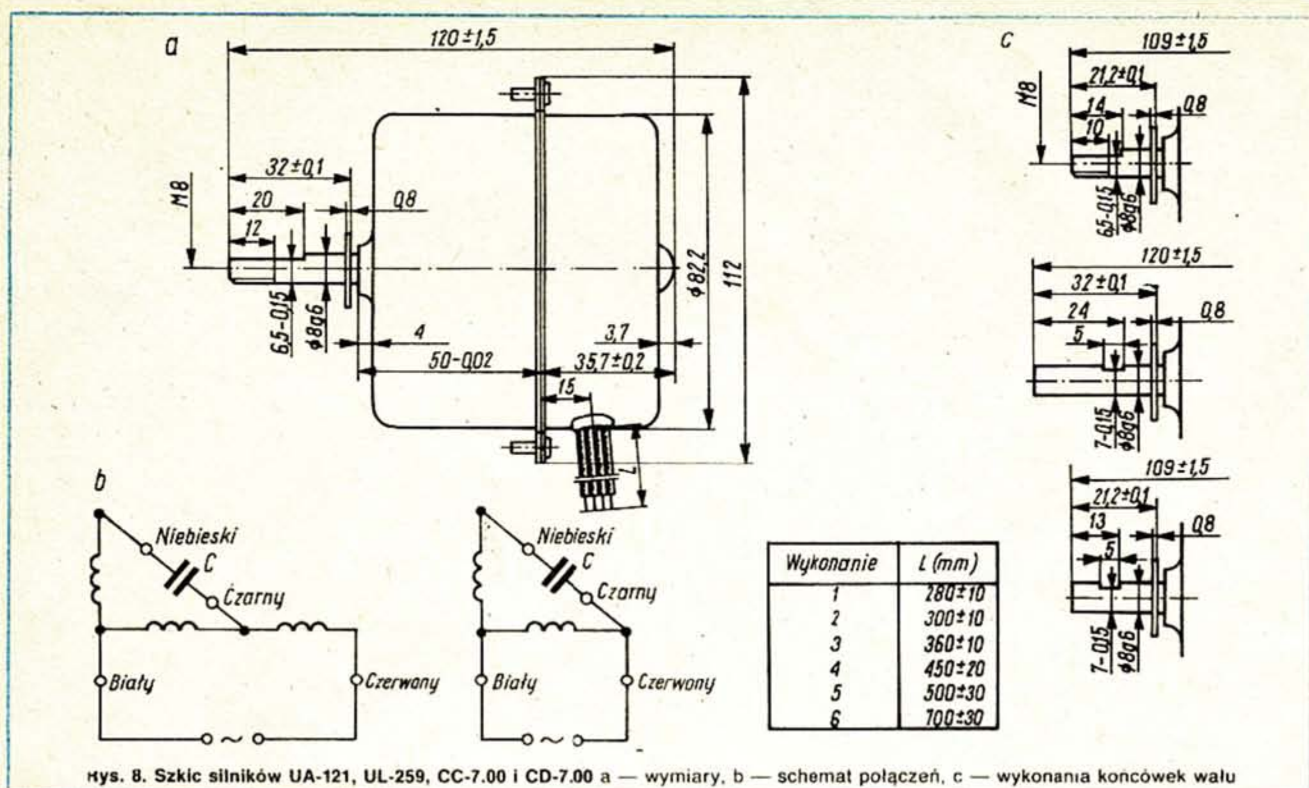
UA-121, UL-249, CC-7.00, CD-7.00 — silniki indukcyjne jednofazowe z kondensatorem pracy, przeznaczone do napędu urządzeń powszechnego użytku w położeniu poziomym.

Dane techniczne są podane w tablicy 5, a wymiary — na rys. 8.





Rys. 7. Szkic i wymiary silników SZKa



Wykonanie	L (mm)
1	280±10
2	300±10
3	360±10
4	450±20
5	500±30
6	700±30

Rys. 8. Szkic silników UA-121, UL-259, CC-7.00 i CD-7.00 a — wymiary, b — schemat połączeń, c — wykonania końcówek wału

elektronika w domu

Trzykanałowy włącznik akustyczny

Piotr Pawłowski

Opisany układ umożliwia niezależne włączanie i wyłączanie trzech dowolnych urządzeń zasilanych energią elektryczną. Każdy z kanałów włącznika ma przypisaną liczbę sygnałów dźwiękowych (np. klaśnięć), które powodują zwarcie lub rozwarcie zestyków przekaźnika, znajdującego się na wyjściu kanału.

Włącznik charakteryzuje się:
- dużą czułością,
- dużą odpornością na zakłócenia,
- prostą budową i dużą niezawodnością,
- możliwością rozbudowy.

Układ włącznika składa się z czterech bloków funkcjonalnych: układu wzmacniania i formowania impulsów, cyfrowego układu przełączającego, wyjściowego układu sterującego i zasilacza stabilizowanego +5 V/1 A.

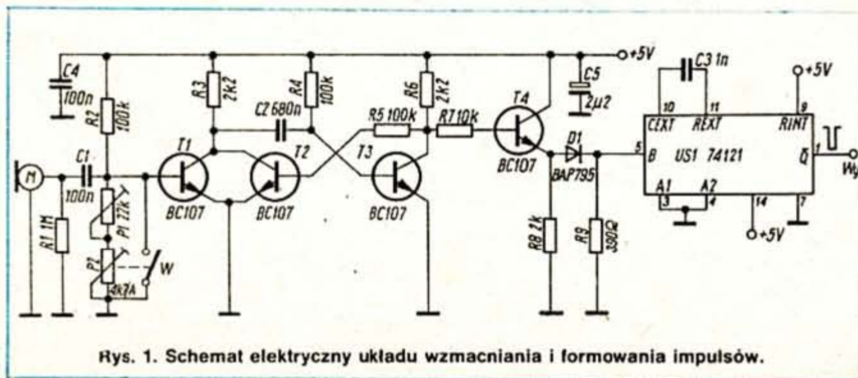
Układ wzmacniania i formowania impulsów (rys. 1)

Zadaniem układu wejściowego jest przetworzenie sygnałów akustycznych o małej częstotliwości (klaśnięcie) na impulsy elektryczne standardu TTL. Sygnały elektryczne z mikrofonu M, przez filtr dolnoprzepustowy z elementami R1, C1, P1, P2, wysterowują tranzystor T1, który w stanie spoczynku jest zatkany.

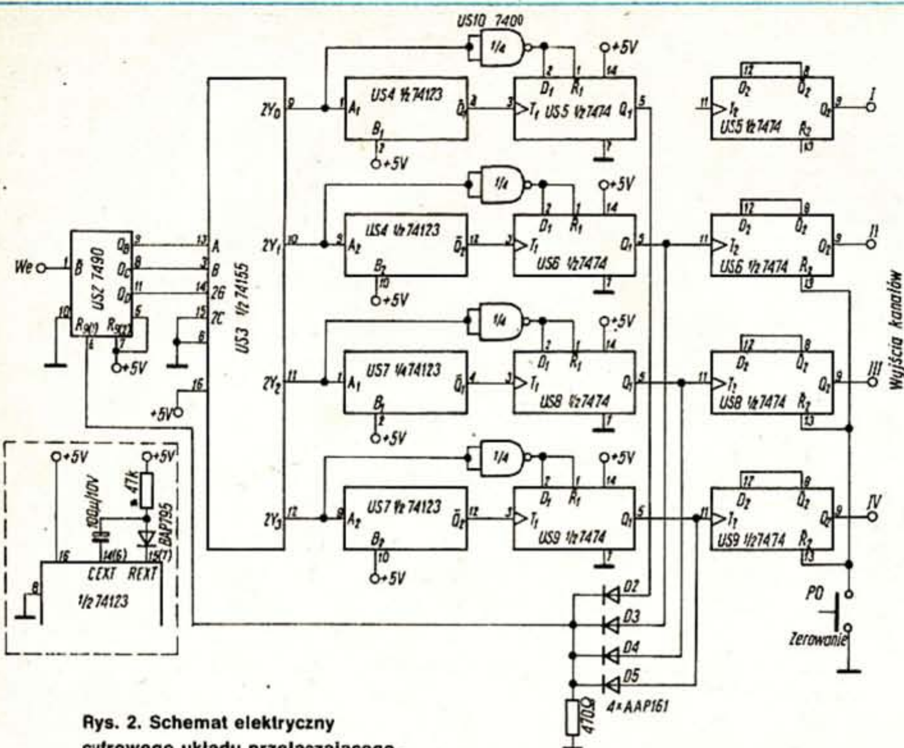
Przejście tranzystora T1 w stan przewodzenia powoduje wyzwolenie przerzutnika monostabilnego (tranzystory T2, T3), który generuje impuls o czasie trwania 0,7·R4·C2. Stała czasu R4·C2 wyznacza czas, po którym można ponownie wyzwolić przerzutnik, czyli określa minimalny odstęp czasu między klaśnięciami. Tranzystor T4, pracujący w układzie wtórnika emiterowego, wysterowuje wejściową bramkę Schmitta scalonego przerzutnika monostabilnego US1, na którego wyjściu uzyskuje się impuls TTL odpowiadający logicznemu „0". Potencjometry P1 i P2 umożliwiają ustawienie czułości przełącznika. Potencjometr P2 powinien być zamocowany na płycie czołowej i powinien być wyposażony w wyłącznik W odłączający mikrofon.

Cyfrowy układ przełączający (rys. 2)

Impulsy z wyjścia układu US1, doprowadzone do wejścia układu przełączającego (wejście B układu US2), powodują ustawianie określonego kanału w stan oczekiwania na okres



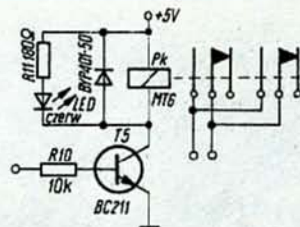
Rys. 1. Schemat elektryczny układu wzmacniania i formowania impulsów.



Rys. 2. Schemat elektryczny cyfrowego układu przełączającego.
Linią kreskowaną oznaczono elementy zewnętrzne przerzutników US4, US7

ok. 1 s. Jeżeli w tym czasie nie będzie kolejnego impulsu wejściowego, stan wyjścia tego kanału zmieni się na przeciwny i odpowiednio są zwierane lub rozwierane zestyki przekaźnika. Jeżeli w czasie oczekiwania do wejścia zostanie doprowadzony kolejny impuls, w stan oczekiwania jest wprowadzany następny kanał.
Wyboru kanału dokonuje się za pomocą licznika modulo 5 (układ US2), którego stany wyjściowe programują wyjścia demultipleksera „2 na 4" (układ US3). Na wyjściach demultipleksera US3 stanem aktywnym jest stan niski. Cztery pierwsze impulsy uaktywniają odpowiednie wyjście układu US3. Piąty impuls (stan „1" na wyjściu D licznika US2) powoduje przejście demultipleksera US3 do stanu początkowego, w którym wszystkie wyjścia są w stanie wysokim. Układ jest gotowy do rozpoczęcia cyklu ponownego zliczania.
Dla przykładu rozpatrzmy działanie kanału II i III.
Dwa klaśnięcia powodują ustawienie wyjścia 2Y1 w stan „0". Zostaje wyzwolony przerzutnik monostabilny US4, na którego wyjściu $\overline{Q2}$ uzyskuje się impuls (logiczne „0") o czasie trwania 1 s. Jeżeli podczas trwania tego impulsu do wejścia przełącznika zostanie doprowadzony kolejny impuls, spowoduje on przejście w stan „0" wyjścia 2Y2 demultipleksera US3. Na wyjściu 2Y1 będzie stan „1", więc stan przerzutnika US6 w tym kanale nie zmieni się, ponieważ przez bramkę NAND do wejść D1 i R1 przerzutnika US6 zostanie doprowadzony stan „0". W stan oczekiwania przejdzie kanał następny (kanał III).
Jeżeli podczas trwania stanu niskiego na wyjściu $\overline{Q2}$ przerzutnika monostabilnego US4 nie będzie kolejnego impulsu wejściowego, wejścia D1 i R1 przerzutnika US6 pozostaną w stanie „1" i narastające zbocze impulsu wyjściowego (wyjście $\overline{Q2}$) z przerzutnika US4 spowoduje przepisanie „1" z wejścia D1 na wyjście Q1. Spowoduje to zmianę stanu wyjścia $\overline{Q2}$ przerzutnika US6 (pracującego jako dwójka licząca) na przeciwny. Stan wysoki na wyjściu Q1 układu US6 zostaje przeniesiony przez diodę D3 na wejście $R_{9(1)}$ licznika US2, co powoduje ustawienie go w stan 100 (strobowanie demultipleksera).

Proces przełączania zostaje zakończony i układ powraca do stanu początkowego. Ponieważ w czasie strobowania demultipleksera US3 wszystkie jego wyjścia są w stanie „1", więc w każdym kanale pierwsze przerzutniki są zerowane. Pierwszy kanał nie ma układu wyjściowego i jest on wykorzystywany tylko do „przechwytywania" pojedynczych impulsów, które są traktowane jako zakłócające (np. trzaśnięcie drzwi).
Istnieje także możliwość ręcznego zerowania wszystkich układów wyjściowych za pomocą przełącznika PO (np. w porze nocnej) a także wykorzystanie I kanału przez dobudowanie stopnia wyjściowego, z przerzutnikiem D z układu US5.



Rys. 3. Schemat elektryczny wyjściowego układu sterującego

Wyjściowy układ sterujący (rys. 3)

W układzie modelowym w stopniu wyjściowym pracuje tranzystor BC211, sterujący przekaźnikiem MT6 z zestykami przełączającymi połączonymi równolegle. Zadziałanie przekaźnika powoduje świecenie diody LED, która sygnalizuje stan włączenia danego urządzenia. W stopniu wyjściowym można również zastosować triaki lub przekaźniki o większej mocy przełączanej przez zestyki.

Zasilacz stabilizowany

W urządzeniu może pracować dowolny zasilacz stabilizowany +5 V/1 A, np. wykorzystujący scalone stabilizatory UL7805, UL7523 z zewnętrznymi tranzystorami mocy.

Uruchomienie układu

Poprawnie zmontowany układ wymaga tylko regulacji czułości (potencjometry P1, P2), która zależy w dużym stopniu od typu przetwornika wejściowego M. W układzie modelowym zastosowano mikrofon elektretowy z magnetofonu RM221. Można zastosować także dowolny głośnik dynamiczny o dużej, miękko zawieszonej membranie. Podczas montażu należy pamiętać o blokowaniu napięć zasilających kondensatorami ceramicznymi 10 ÷ 100 nF oraz o dobrej izolacji galwanicznej zespołu przełączania mocy od układów niskonapięciowych.

W modelu wykorzystano wizualną kontrolę działania przełącznika za pomocą układu z rys. 4. Wyświetlana cyfra na wskaźniku siedmiosegmentowym informuje użytkownika o numerze aktywnego kanału w następujący sposób.

- stan spoczynku — wskaźnik wygaszony
- jedno klaśnięcie — 0
- dwa klaśnięcia — 1
- itd.

Rys. 4. Schemat dołączenia wskaźnika cyfrowego

Zastosowany cyfrowy wskaźnik diodowy CWD351 o wysokości cyfry 35 mm umożliwia odczyt informacji ze znacznej odległości. Można oczywiście zastosować dowolny wskaźnik siedmiosegmentowy z dekoderami UCY7447.

Układ można łatwo rozbudować do siedmiu czynnych kanałów, wykorzystując drugą część demultipleksera i dobudowując do niej kanały przełączające. □

LITERATURA

[1] Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1980 r.

[2] Sasal W.: Układy scalone serii UCA64/UCA74. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1985 r.

Leon Kossobudzki

Radzieckie układy zapłonowe serii „Iskra" i „PAZ" (2)

Układ „Iskra 2M"

Drugi artykuł o elektronicznych układach zapłonowych produkcji radzieckiej przedstawia serię układów „Iskra" i „PAZ" o tej samej zasadzie działania, lecz zawierających szereg różniących się, interesujących rozwiązań układowych, dotyczących nie tylko zapłonu, lecz również zabezpieczenia pojazdu przed kradzieżą.

Modyfikacją uprzednio opisanego układu jest układ „Iskra 2M" (rys. 5) składający się z:
— obwodu eliminacji wpływu wibracji styków przerywacza P (tranzystory T1 i T2),
— klucza tranzystorowego (tranzystory T4 i T5),
— przerzutnika tyrystorowego (tyrystor Ty1),
— stabilizatora (tranzystor T3),
— generatora impulsów zapłonowych (tyrystor Ty2, kondensator C3, układ sterowania tyrystora z kondensatorem C4, diodą D10 i rezystorami R22 i R26 oraz diodami D8, D9 i rezystorami R23 i R24),
— prostownika (dioda D11).

Po włączeniu zasilania stacyjką St, przy otwartych stykach przerywacza w obwodzie: rezystory R4 i R5, diody D4-D3-D2 oraz rezystor R2, płynie prąd bazy tranzystora T1. Otwarty tranzystor T1 wyłącza tranzystor T2. Kondensator C1 ładuje się przez rezystor R1. Ponieważ tranzystor T3 jest wówczas zamknięty, tyrystor Ty1 jest wyłączony. Przez rezystory R8÷R10 oraz R14 i diody D5-D6 płynie prąd do bazy tranzystora T4 powodujący włączenie klucza. Przez uzwojenie w1 zaczyna płynąć prąd narastający liniowo aż do osiągnięcia wartości, przy której spadek napięcia na rezystorze R22 powoduje otwarcie tranzystora T3, a w ślad za tym — tyrystora Ty1 wyłączającego klucz. Powstający wtedy dodatni impuls na końcu uzwojenia w2 ładuje przez diodę D11 kondensator C3 do napięcia ok. 350÷360 V.

Po zwarciu styków przerywacza, tranzystor T1 jest otwarty jeszcze przez ok. 0,4 ms, tj. do momentu rozładowania się kondensatora C1 przez diodę D1, rezystory R3 i R2 i złącze baza-emiter tranzystora T1. Po wyłączeniu tranzystora T1 włącza się tranzystor T2, który wyłącza z kolei tyrystor Ty1. Opóźnienie 0,4 ms eliminuje wpływ wibracji styków przerywacza P.

W chwili rozwarcia styków przerywacza P tranzystor T1 ponownie włącza się, wyłączając tranzystor T2. Klucz tranzystorowy włącza się dołączając uzwojenie w1 do zasilania. Powstający przy tym dodatni impuls na początku uzwojenia w2 przepływa do bramki tyrystora Ty2, który włącza się i uruchamia drgania w obwodzie rezonansowym zapłonu. Jednocześnie z rozwarciem styków P znów zaczyna płynąć narastający liniowo prąd przez uzwojenie w1 itd., aż do powtórzenia się opisanego wyżej cyklu.

Trzy diody w obwodzie bazy tranzystora T1 zapewniają wyłączenie go podczas pracy rozrusznika, jeżeli między nadwoziem i silnikiem występuje zły styk elektryczny. Zły styk powoduje często różnice potencjału między silnikiem i nadwoziem wynoszące nawet 2 V. Rezystor R3 ogranicza wartość prądu, płynącego przez diody D1÷D4. Diody D9 i D10 zapewniają zdecydowane przełączanie klucza tranzystorowego

Rys. 5. Schemat układu zapłonowego „Iskra 2M"

przez tyrystor Ty1 — bez nich spadek napięcia na tym tyrystorze mógłby utrzymać stan włączenia tranzystora T11.

Informacje o niektórych podzespołach, użytych w układzie „Iskra-2M".

KT342A — tranzystor krzemowy n-p-n w obudowie T0-18. U_{CE} = 30 V, I_C = 50 mA, P_{tot} = 250 mW, h_{21E} = = 25÷250. Odpowiednik krajowy BC108, można też zastąpić go tranzystorem BC338.

KT209Ż — jak tranzystor KT209M, lecz U_{CE} = 45 V i h_{21E} = = 20÷60. Może być zastąpiony tranzystorem typu BC307.

KD209A — dioda prostownicza krzemowa w obudowie plastykowej. U_R = 400 V, I_F = 700 mA. Może być zastąpiona przez diodę typu BYP401-400.

DANE TECHNICZNE UKŁADU „ISKRA-2M"

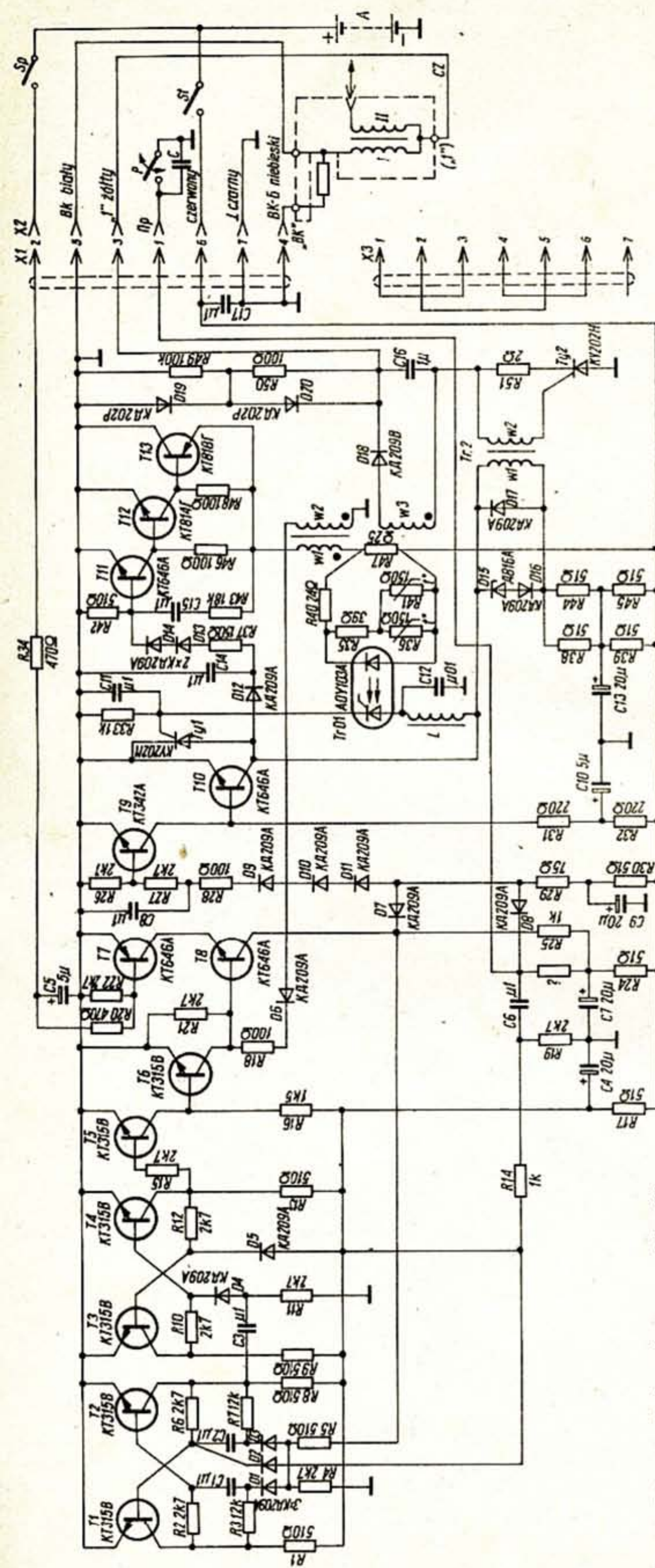
Napięcie zasilania:	6,5÷15 V
Napięcie doprowadzane do uzwojenia pierwotnego cewki zapłonowej:	320÷380 V
Energia doprowadzana do cewki zapłonowej:	45 mJ
Czas trwania iskry, minimum:	0,4 ms
Maksymalne obroty prawidłowej generacji iskry:	
— przy U_{min}	600 obr/min
— przy U_{max}	6000 obr/min
Pobór prądu:	
— silnik unieruchomiony	0,6 A
— z maksymalnymi obrotami	2,5 A
Prąd styków przerywacza:	220 mA
Zakres temperatur pracy:	−40÷+60°C

„ISKRA 5"

Najlepszym układem z tej serii jest „Iskra 5" (rys. 6) odporny na impulsy zakłócające o amplitudzie do 120 V, co uzyskano dzięki szerokiemu stosowaniu filtrów RC oraz transoptorowej separacji układu stabilizacji od zasilania. Układ zawiera następujące zespoły:
— stopień eliminujący wibrację styków przerywacza (tranzystory T9 i T10),
— przerzutnik (tyrystor Ty1),
— klucz tranzystorowy (tranzystory T11, T12 i T13),
— generator impulsów zapłonowych (tyrystor Ty2, kondensator C16, diody D19 i D20 z rezystorami wyrównawczymi R49 i R50 oraz układ sterowania tyrystora z transformatorem impulsowym Tr2 i diodami D15, D16, D17),
— prostownik (dioda D18),
— układ generacji potrójnej iskry przy rozruchu (dwa klucze z tranzystorami T5-T6 i T7-T8 oraz licznik impulsów, złożony z dwóch przerzutników z tranzystorami T1-T2 i T3-T4),
— filtry dolnoprzepustowe R17-C4, R24-C7, R30-C9, R32-C10 i R39-C13.

Układy eliminacji wibracji styków przerywacza oraz przerzutnik tyrystorowy są takie same, jak w „Iskrze 2M" (rys. 5); klucz tranzystorowy pochodzi ze zmodernizowanej wersji układu „Iskra 3" (rys. 4), prostownik i transformator Tr są takie same, jak w pozostałych układach tej serii. Nowe w układzie są: licznik impulsów, stabilizator z transoptorem oraz sposób sterowania tyrystora Ty2 przez transformator impulsowy.

W stanie wyjściowym (włączona stacyjka St, otwarte styki Sp przekaźnika rozrusznika i otwarte styki przerywacza P) układ generacji potrójnej iskry jest unieruchomiony. Tranzystor T9 jest otwarty prądem bazy, płynącym przez rezystory R30 i R29, diody D11, D10 i D9 oraz rezystory R28 i R27; kondensator C8 ładuje się prawie do wartości napięcia zasilania. Tranzystor T10 jest wyłączony, podobnie i tyrystor Ty1, gdyż transoptor TrO1 nie wysterowuje jego bramki.



Rys. 6. Schemat układu zapłonowego „Iskra 5"

Prąd bazy tranzystora T11 płynący przez rezystory R38-R39-R44-R45, uzwojenie pierwotne w1 transformatora Tr2, diodę D12, rezystor R39 oraz diody D13 i D14, otwiera klucz tranzystorowy. Przez uzwojenie pierwotne w1 transformatora Tr1 płynie narastający liniowo prąd.

Po przekroczeniu progowej wartości spadku napięcia na rezystorze R47 zaczyna płynąć prąd diody wejściowej transoptora TrO1. Gdy ten prąd wzrośnie do 10÷20 mA, tyrystor transoptora przełącza się, doprowadzając — przez dławik L1, diodę D17 i rezystory R38, R44, R39 i R45 — dodatnie napięcie do bramki tyrystora Ty1. Ten włącza się, wyłączając tranzystor T11, a wraz z nim cały klucz tranzystorowy. Prąd tyrystora Ty1 płynie najpierw przez diodę D17, potem przez uzwojenie w1 transformatora sterującego Tr2. Zgromadzona przy tym energia zostanie zużyta do włączenia tyrystora Ty2. Przerwanie przez klucz przepływu prądu w uzwojeniu w1 transformatora Tr1 powoduje wystąpienie impulsów napięciowych na końcówkach uzwojeń, dodatni impuls z końca uzwojenia w3 ładuje przez diodę D18 kondensator magazynujący C16 do napięcia 350÷360 V.

Po zwarciu styków P przerywacza następuje przerwanie przepływu prądu przez diody D9, D10 i D11 oraz rezystor R28 do bazy tranzystora T9, który wyłącza się ale nie natychmiast — dopiero po rozładowaniu się kondensatora C8 trwającym około 0,4 ms. Wtedy otwiera się tranzystor T10, powodujący wyłączenie tyrystora Ty1. Prąd tranzystora T10 płynie przez uzwojenie w1 transformatora Tr2.

Po ponownym rozwarciu styków P przerywacza włącza się tranzystor T9, a wyłącza tranzystor T10, natężenie prądu w uzwojeniu w1 transformatora Tr2 maleje do wartości prądu bazy tranzystora T11 płynącego przez rezystor R37 i diody D12, D13, D14. Spadek wartości prądu powoduje wystąpienie dodatniego impulsu na bramce tyrystora Ty2. Tyrystor Ty2 otwiera się tworząc obwód rezonansowy: kondensator C16 — uzwojenie I cewki zapłonowej, następuje generacja iskry w opisany już sposób.

Jednocześnie z wystąpieniem iskry przez uzwojenie w1 transformatora Tr1 znów zaczyna płynąć liniowo narastający prąd i cykl ładowania kondensatora C16 powtarza się.

Układ stabilizacji wartości prądu przerywanego w uzwojeniu w1 (również i ładunku kondensatora C16) zapewnia stabilność tego prądu w funkcji zmian napięcia zasilania oraz jego określone zwiększenie w funkcji wzrostu temperatury, co po uwzględnieniu zmian temperatury w kondensatorze C16 i uzwojeniu w3 zapewnia dobrą stabilność iskry.

Po włączeniu rozrusznika i zwarciu styków Sp następuje otwarcie tranzystora T7 prądem płynącym przez filtr z elementami R34, C5 oraz rezystor R20. Przerzutniki (tranzystory T1-T2 i T3-T4) ustawiają się w jednym ze stanów stabilnych. W chwili rozwarcia styków układ różniczkujący z elementami C6, R19 formuje impuls dodatni, który przez rezystor R14 oraz diody D2 i D5 ustawia przerzutniki w stany, w których tranzystory T1 i T3 są włączone, a T2 i T4 — wyłączone. Powoduje to włączenie tranzystora T5 i oczywiście wyłączenie tranzystora T6. Rozwarcie styków P powoduje wystąpienie „normalnej" iskry na świecach, bowiem przez uzwojenie w1 transformatora Tr1 zaczyna płynąć prąd liniowo narastający, a po osiągnięciu zadanej wartości otwiera się transoptor itd., aż do naładowania kondensatora C16. Później jednak praca układu przebiega nieco inaczej, niż przy generacji pojedynczej iskry.

W chwili przerwania prądu w uzwojeniu w1 na wszystkich uzwojeniach transformatora Tr1 pojawiają się impulsy napięcia trwające około 1 ms. Dodatni impuls z końca uzwojenia w2 przedostaje się przez diodę D6 i rezystor R18 do bazy tranzystora T8, włączając go. Po zakończeniu ładowania kondensatora C16 impulsy na uzwojeniach zanikają i tranzystor T8 wyłącza się, co jest równoważne otwarciu styków przerywacza (tranzystor T8 jest dołączony przez diodę D7 do tego samego punktu układu, co przerywacz przez diodę D8). Na świecy występuje druga iskra. Dodatni impuls z kolektora wyłączającego się tranzystora T8 jest doprowadzony przez rezystor R5 do wejścia przerzutnika z tranzystorami T1-T2, powodując zmianę jego stanu — włącza się tranzystor T2 i wyłącza tranzystor T1. Stan drugiego przerzutnika i sterowanych przez niego tranzystorów T5-T6 nie zmienia się.

Wyłączenie tranzystora T8 powoduje znów narastanie prądu w uzwojeniu w1 transformatora Tr1, proces powtarza się aż do powstania trzeciej iskry. Do wejścia przerzutnika z tranzystorami T1-T2 znów jest doprowadzony dodatni impuls, przerzutnik wraca do poprzedniego stanu stabilnego. Dodatni impuls z kolektora tranzystora T2 zostaje zróżniczkowany przez układ C3, R11 i przez diodę D4 włącza tranzystor T4. Drugi przerzutnik zmienia stan, włączony tranzystor T4 powoduje wyłączenie tranzystora T5 i włączenie tranzystora T6, który z kolei wyłącza tranzystor T8. Tranzystor T8 pozostaje w tym stanie niezależnie od obecności impulsów, doprowadzonych z uzwojenia w2 transformatora Tr1, co oznacza wyłączenie układu generacji trzykrotnej iskry.

Diody D7 i D8 oddzielają przerywacz od tranzystora T8, co jest niezbędne do prawidłowej pracy licznika.

Dioda D6 zabezpiecza bazę tranzystora T8 przed ujemnymi impulsami, pojawiającymi się na uzwojeniu w2 transformatora Tr1 w chwili włączenia klucza tranzystorowego.

Dławik L i kondensator C12 zmniejszają szybkość narastania napięcia na anodzie tyrystora wyjściowego transoptora do 3÷4 V/s, w przeciwnym razie mogłoby nastąpić jego włączanie niezależnie od naświetlenia przez diodę wejściową.

Dioda D15 ogranicza amplitudę impulsu na uzwojeniu w1 transformatora Tr2, powstającego przy wyłączaniu tranzystora T10, dioda D16 uniemożliwia przepływ prądu przewodzenia przez diodę D15.

Dioda D17 ogranicza amplitudę impulsów ujemnych na uzwojeniu 2 transformatora Tr2 do poziomu 0,3÷0,4 V.

Kondensator C14 wraz z układem C15, R43 redukuje skok napięcia na uzwojeniu w1 transformatora Tr1, występujący w chwili wyłączenia klucza tranzystorowego (bez tego amplituda impulsu osiągałaby 90÷100 V).

Wyjaśnienia wymaga przyczyna zastosowania generacji trzech iskier zamiast ich ciągu, jak w układzie „Iskra 3". Gdy ciąg iskier jest generowany przez cały czas otwarcia styków przerywacza, w zużytych silnikach o znacznym luzie wałka rozrządu występuje utrudnienie rozruchu, zamiast jego ułatwienia. W silniku 4-cylindrowym, gdy palec rozdzielacza obróci się o 45°, iskra przeskakuje niekiedy w dwóch cylindrach jednocześnie i wtedy występują tzw. „odbicia" silnika powodujące jego zatrzymanie się. Przy trzech tylko iskrach „odbicia" nie występują, a rozruch silnika jest ułatwiony.

DANE TECHNICZNE UKŁADU ZAPŁONOWEGO „ISKRA 5"

Napięcie zasilania:	6,5÷15 V
Napięcie doprowadzone do uzwojenia pierwotnego cewki zapłonowej:	340÷380 V
Energia doprowadzona do uzwojenia pierwotnego cewki zapłonowej:	55 mJ
Czas trwania iskry, minimum:	0,4 ms
Maksymalna częstotliwość pewnej pracy układu:	
— przy U_{min}	20 Hz/600 obr/min
— przy U = 14 V	200 Hz/6000 obr/min
Częstotliwość iskry trzykrotnej:	
— przy U_{min}	50 Hz
— przy U = 12 V	170 Hz
Pobór prądu:	
— silnik unieruchomiony	0,3 A
— przy f = 200 Hz	2,2 A
— przy iskrze trzykrotnej	2,2 A
Prąd styków przerywacza	120 mA

Informacja o niektórych podzespołach użytych w układzie

KT315W — jak KT315G, ale U_{CE} = 40 V i h_{21E} = 20 ÷ 90.

D816A — dioda Zenera mocy. U_z = 22 V, $I_{z\,max}$ = 230 mA, P_{tot} = 5 W. Obudowa metalowa z gwintem M5. Odpowiednika krajowego brak.

KT646A — tranzystor krzemowy n-p-n w obudowie plastykowej TO-126. U_{CE} = 60 V, U_{CB} = 60 V, U_{BE} = 4 V, I_C = 500 mA, P_{tot} = 1 W, h_{21E} = 40 ÷ 200, f_T = 100 MHz. Można zastąpić tranzystorem BD137.

KT208Ż — tranzystor krzemowy p-n-p w obudowie metalowej. U_{CE} = 45 V, U_{EB} = 20 V, I_C = 150 mA, I_{CM} 300 mA dla t ⩽ 0,5 ms, P_{tot} = 200 mW, f_T = 5 MHz, h_{21E} = 20 ÷ 60. Odpowiednika krajowego brak, można zastąpić tranzystorem BC177 lub BC307.

AOU103A — transoptor w układzie dioda-fototyrystor. U_{we} = = 1,5 ÷ 2,0 V, I_{we} = 20 mA, $R_{izolacji}$ = 5·10⁸Ω, $U_{izolacji}$ = 500 V, U_D = 50 V (tyrystora), I_F = 100 mA. Odpowiednika krajowego brak.

Układy zapłonowe „Iskra 1", „Iskra 2" i „Iskra 3" oznaczone dodatkowo „Art. 549U" znacznie różnią się od poprzednio opisanych układów nie mających dodatkowego oznaczenia. Schemat ideowy układów „Art. 549U" jest zasadniczo ten sam, różnice istnieją w układach dodatkowych:

— „Iskra 1" nie ma układu przeciw kradzieży,

— „Iskra 2" ma oryginalny układ przeciw kradzieży, wyłączający zapłon przy wzroście obrotów silnika,

— „Iskra 3" ma układ przeciw kradzieży w formie wkładki z kodem.

Schemat najbardziej skomplikowanego układu „Iskra 2" (Art. 549U) jest przedstawiony na rys. 7. Jego podstawowe zespoły, to: przerzutnik (tranzystory T2-T3), klucz tranzystorowy (tranzystory T1, T12, T13 i T14), układ stabilizacji (tranzystory T4-T5), generator impulsów zapłonowych (tyrystor Ty, kondensator C5, dioda D10 oraz układ sterowania tyrystora z kondensatorem C6, diodą D9 i rezystorami R18 i R19), prostownik (dioda D8) oraz układ przeciw kradzieży (multiwibrator monostabilny z tranzystorami T6-T7-T8 oraz przerzutnik z wejściem koincydencyjnym z tranzystorami T9-T10-T11).

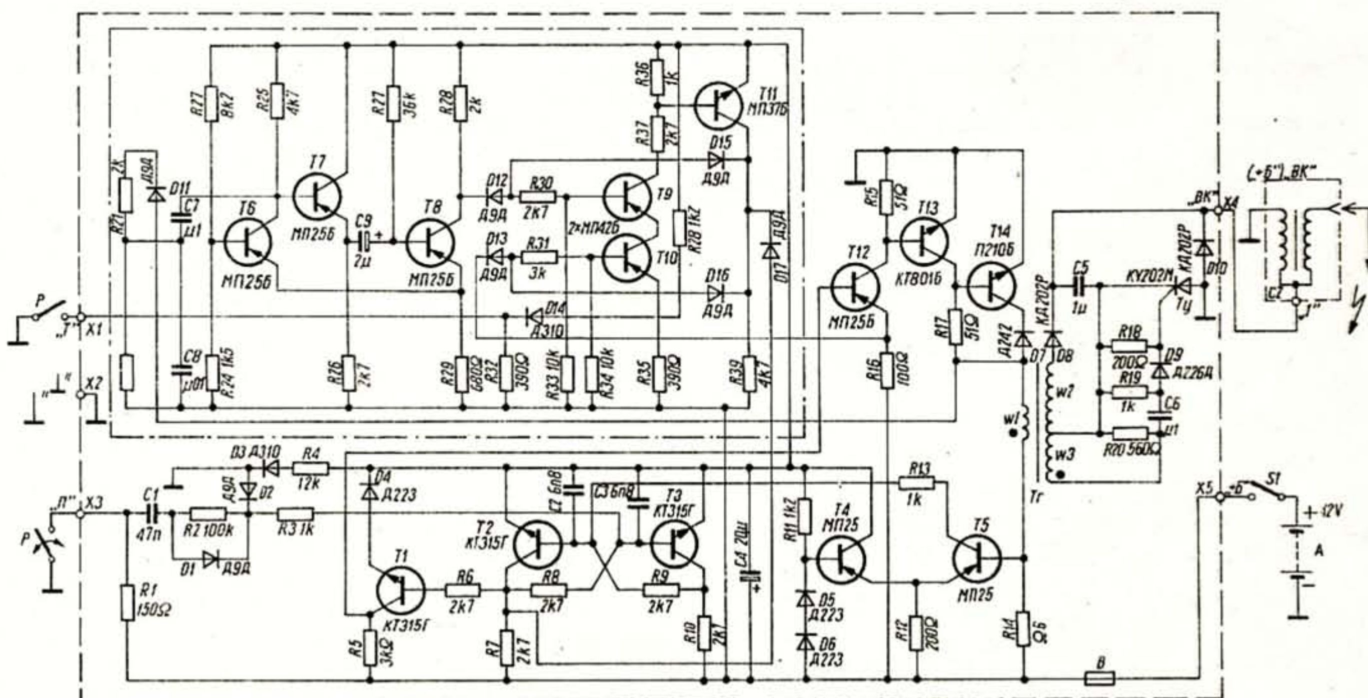
Stanem wyjściowym do rozważań jest: zwarty wyłącznik S1 (układ przeciw kradzieży wyłączony), styki przerywacza P otwarte. Po włączeniu zasilania stacyjką St kondensator C1 ładuje się w obwodzie: rezystor R1 — dioda D1 — rezystor R3 — złącze baza-emiter tranzystora T3, który włącza się ustawiając przerzutnik w pierwszy stan stabilny (tranzystor T2 wyłączony). Powoduje to włączenie pierwszego tranzystora klucza (T1) prądem dopływającym do jego bazy przez rezystory R7 i R6; w ślad za tranzystorem T1 włączają się pozostałe tranzystory klucza. Przez uzwojenie w1 transformatora Tr płynie liniowo narastający prąd, spadek napięcia na rezystorze R14 zwiększa się aż do zrównania się ze spadkiem napięcia na połączonych szeregowo diodach D5 i D6. Wtedy włącza się tranzystor T5 wyłączając tranzystor T4 i powodując włączenie tranzystora T2 prądem płynącym do bazy przez rezystor R13. W rezultacie wyłącza się tranzystor T3 i przerzutnik ustawia się w drugi stan stabilny.

Włączony tranzystor T2 zwiera z masą bazę tranzystora T1, wyłączają się tranzystory klucza powodując przerwanie przepływu prądu przez uzwojenie w1, kondensator C5 ładuje się przez diodę D8.

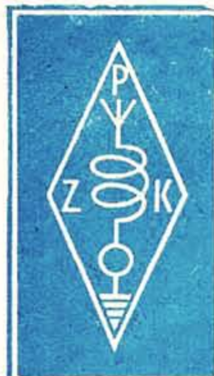
W chwili rozwarcia styków przerywacza kondensator C1 rozładowuje się przez rezystor R2 i diodę D2 ze stałą czasu około 0,5 ms, co zapobiega wpływowi wibracji styków przerywacza. Stan przerzutnika nie ulega zmianie. Jednocześnie następują zjawiska takie same, jak po włączeniu zasilania przy rozwartych stykach przerywacza, opisane wyżej. Podczas narastania prądu w uzwojeniu w1 na końcu uzwojenia w2 pojawia się impuls dodatni, który przez kondensator C6 i diodę D9 włącza tyrystor Ty. Generacja iskry odbywa się w sposób opisany przy poprzednich układach.

Układ przeciw kradzieży działa przy włączonym wyłączniku S1. Po włączeniu zasilania multiwibrator monostabilny ustawia się w stan stabilny, w którym tranzystor T6 jest włączony, a tranzystory T7 i T8 są wyłączone. Do bazy tranzystora T8

Cd. na str. 29



Rys. 7. Schemat układu zapłonowego „Iskra 2" (Art. 549U)



KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Nr 6 (342) ● CZERWIEC 1989

DZIAŁALNOŚĆ ZG PZK

W dniu 11 lutego br. odbyło się kolejne posiedzenie Komisji Organizacyjnej ZG PZK, na której omówiono szereg istotnych spraw organizacyjnych Związku, m.in.

— Wstępnie zatwierdzono nowe regulaminy organizacyjne, tj.: Zarządu Głównego, Biura Zarządu Głównego, Zarządu Oddziału, Sądu Koleżeńskiego i Rzecznika Dyscyplinarnego. Natomiast Regulamin Klubu oddalono w celu dokładniejszego dopracowania i uściślenia sformułowań jak i dokonania ustaleń z Ministerstwem Edukacji Narodowej odnośnie uczestnictwa w klubach młodzieży szkolnej.

— Omówiono zakończoną akcję sprawozdawczo-wyborczą w Oddziałach PZK, której wynikiem jest wybór 237 delegatów na Zjazd Krajowy.

— Ustalono terminarz spotkań okręgowych delegatów na Zjazd Krajowy wyznaczając członków Prezydium ZG do obsłużenia spotkań.

— Poddano wstępnej analizie realizację niektórych uchwał VI Plenum ZG PZK oraz wyciągnięto wnioski z tego wypływające, które zostaną przedstawione na najbliższym posiedzeniu Władz Związku.

SP8TK

DYPLOM — SR9E —

W poprzednich numerach „Re" prezentowaliśmy dyplomy dla krótkofalowców pracujących w pasmach KF. Dla odmiany proponujemy dyplom dla UKF-owców (fot. niżej).

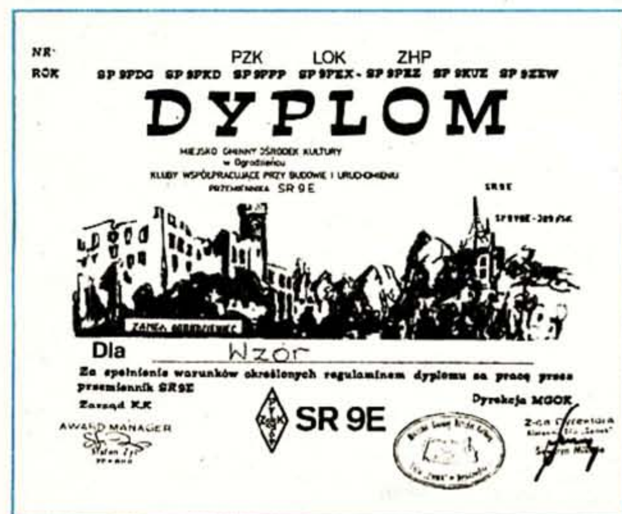
Jest to dyplom wydawany przez Miejsko-Gminny Ośrodek Kultury w Ogrodzieńcu i kluby współpracujące przy budowie i uruchomieniu przemiennika SR9E. Do dyplomu SR9E są zaliczane łączności od dnia 21. lipca 1984 r. Poniżej podajemy skrót regulaminu.

Warunkiem uzyskania dyplomu jest nawiązanie przez przemiennik SR9E odpowiedniej liczby łączności:

— stacje pracujące z kwadratu JO90 100 QSO
— stacje pracujące z kwadratów sąsiednich 30 QSO
— stacje pracujące z kwadratów następnych 10 QSO
— stacje pracujące z kwadratów dalszych 5 QSO
— dyplom jest dostępny dla nasłuchowców na warunkach jak dla nadawców. Koszt dyplomu wynosi minimum 300 zł i należy wpłacać na konto: Miejsko-Gminny Ośrodek Kultury w Ogrodzieńcu, NBP 0/Zawiercie, nr 27401-169/1586-131.

Zgłoszenia potwierdzone przez QSL managera macierzystego klubu lub ZO PZK należy przesłać pod adresem: 42-440 Ogrodzieniec, Plac Wolności 24, Miejsko-Gminny Ośrodek Kultury.

SP5BKA



Z ŻYCIA ZWIĄZKU

— Polski Klub Radiowideografii (PK RVG) otrzymał zgodę na nadawanie komunikatów organizacyjnych PK RVG przez stację klubową Harcerskiego Klubu Łączności „AUDION" — SP2ZCD. Komunikaty są nadawane w każdą pierwszą niedzielę miesiąca w godz. od 08.30 do 08.45 czasu lokalnego na częstotliwości 3582 kHz, emisją RTTY. Ponadto Klub wydrukował kolejny „CALLBOOK" na 1989 r. zawierający adresy nadawców indywidualnych i klubów w SP zajmujących się techniką RVG. Wydawnictwo to opracowano na podstawie ankiet kolegów, którzy udzielili odpowiedzi bez względu na przynależność do PK RVG. Wszelkich informacji na temat przynależności i działalności klubu udziela prezes klubu SP2JPG, skrytka pocztowa 3, 85-829 Bydgoszcz 10.

— W ostatnim okresie coraz więcej osób składa wnioski na pracę emisją SSTV. Widać, że ze wzrostem liczby osób posiadających komputery emisja SSTV staje się coraz bardziej popularna. A to cieszy zgodnie ze starym przysłowiem „Jak nas widzą, tak nas piszą".

— Ostatnio były słyszane pierwsze stacje polskie pracujące emisją „PACKET RADIO", tj. SP5DED, SP9VU i SP4LVG, które demonstrowały przedstawicielom odpowiednich resortów ten rodzaj emisji. Mamy nadzieję, że na tym się nie skończy i w najbliższym czasie stacje SP na stałe będą mogły pracować tym rodzajem emisji.

— Według stanu na dzień 14 stycznia br. SP DX Klub zrzesza 423 członków rzeczywistych i 37 kandydatów. Ogółem Klub wydał 1922 dyplomy honorowego członkostwa, w tym: 1461 dla nadawców i 461 dla nasłuchowców.

— Na jesieni zapowiada się kolejny Zjazd SP DX Klubu, tym razem organizację zjazdu wzięli na siebie koledzy z Oddziału Krakowskiego PZK. A trzeba zaznaczyć, że będzie to Zjazd Jubileuszowy, gdyż klubowi „stuknęło" 30 lat.

— Kol. Zbyszek SP6CZ z regularnością godną pozazdroszczenia wydaje społecznie, biuletyn SP DX Klubu pod nazwą „SP DX News". Zainteresowanym otrzymywaniem biuletynu podaję adres kol. SP6CZ: skr. poczt. 98, 59-220 Legnica 2.

— Jak na razie, jedyną stacją klubową w SP mogącą się pochwalić posiadaniem dyplomu 5BWAZ (za 200 stref) jest Klub Łączności LOK — SP7KTE z Kielc. Gratulacje! Natomiast kolejną stacją indywidualną, która spełniła te warunki i ubiega się o ten zaszczytny dyplom jest kol. Marek SP8EMO. Kto następny, czekamy na informację.

— W listopadowym numerze QST ukazał się kolejny komunikat komitetu DXCC, w którym czytamy, że nowymi członkami zostali: w kategorii MIXED — SP5ES z 258 krajami i SP5PB z 273, w kategorii PHONE — SP5ES z 204 natomiast w kategorii CW — SP5PB z 212 krajami. Ponadto 5BDXCC otrzymali: SP5DRH, SP5ES i SP5PB. Natomiast uzupełnił swój stan w kategorii PHONE — SP2BKF na 208 krajów.

Od dnia 1 grudnia 1988 r. krótkofalowcy SP otrzymali możność pracy na wszystkich nowych pasmach WARC, jak również pracę modulacyjną FM w paśmie 10 m. Szczegółowe informacje na ten temat są w oddziałach PZK.

— Według informacji otrzymywanych od Awards Managera ZG PZK kol. Moniki SP5NOW w 1988 r. wydano następującą liczbę dyplomów:

W21M	— dla nadawców 182 (w tym 13 dla SP)
	— dla nasłuchowców 44 (w tym 1 dla SP)
AC15Z	— dla nadawców 109 (w tym 16 dla SP)
	— dla nasłuchowców 21 (w tym 2 dla SP)
POLSKA	— kat. I dla nadawców 26 (w tym 24 dla SP)
	— kat. I dla nasłuchowców 2 (w tym 1 dla SP)
	— kat. II dla nadawców 54 (w tym 5 dla SP)
	— kat. II dla nasłuchowców 16 (w tym 3 dla SP)
	— kat. III dla nadawców 42 (w tym 5 dla SP)
	— kat. III dla nasłuchowców 17 (w tym 1 dla SP)

— Ostatnio w eterze jest słyszana stacja HFØPOL pracująca ze stacji antarktycznej PAN im H. Arciszewskiego na wyspie Króla Jerzego. Operatorem stacji jest kol. Staszek SP3FRV, który będzie tam przebywać do końca marca 1990 r. ØSL Managerem jest kol. Jan Sojka SP3FXG, ul. Mickiewicza 15A/3, 66-600 Krosno Odrzańskie. Sprzęt na wyprawę w postaci FT101ZD wypożyczył ZG PZK. Jednocześnie należy zaznaczyć, że jest to oficjalna stacja klubowa ZG PZK pracująca z wyspy Króla Jerzego.

— Ogólnopolskie Koło Krótkofalowców „SERCE" przy TPD co i raz daje o sobie znać organizując pracę stacji okolicznościowych z różnych miejsc związanych z niesieniem pomocy dla dzieci specjalnej troski. Ostatnio, w dniach 24–26 lutego br. słyszana była stacja SPØTPD pracująca ze szkoły podstawowej — specjalnej nr 6 w Krakowie, gdzie demonstrowano krótkofalarstwo dzieciom specjalnej troski. Było to duże przeżycie dla dzieci, którym po raz pierwszy świat tak się przybliżył, słuchając pozdrowień do nich kierowanych z różnych krajów. Brawo kol. Bronku SP9NSC, dziękujemy za tak piękne i szlachetne inicjatywy podejmowane przez Koło „SERCE".

— Z okazji 90-lecia Kopalni Węgla Kamiennego „DĘBIŃSKIE" w dniach 1–14 grudnia ubiegłego roku była słyszana stacja okolicznościowa SPØKVC. ØSL via SP9KVC.

— W dniach 24–26 listopada ubiegłego roku z okazji IX Zjazdu Krajowego LOK z miejsca obrad pracowała stacja okolicznościowa SPØLOK. ØSL via SP5KCR.

— Mennica Państwowa zrealizowała zamówienie ZG PZK wykonując znaczki klapowe PZK dla klubów PK RVG i SP YL C o barwach białych i różowych.

— Z okazji 80-lecia Akademickiego Związku Sportowego w dniach 5–15 listopada ubiegłego roku pracowała z Opola stacja okolicznościowa SPØAZS. ØSL via SP6KBR. *SP8TK*

Z ŻYCIA KLUBÓW

W dniach 9–12 grudnia 1988 r. odbywał się w Warszawie X Krajowy Zjazd Towarzystwa Przyjaciół Dzieci. Z tej okazji pracowała z miejsca obrad stacja okolicznościowa o znaku wywoławczym SPØTPD. Łącznie na pasmach KF i UKF nawiązano 598 dwustronnych łączności krajowych i zagranicznych. Stanowisko stacji było odwiedzane przez uczestników Zjazdu, zaproszonych gości z władz państwowych oraz liczną grupę reporterów telewizji, radia i prasy.

Podczas pracy stacji okolicznościowej przeprowadzona była akcja pn. „DAĆ SZANSĘ". Akcja ta miała na celu finansowe wsparcie przez nas, krótkofalowców, budowy Specjalnego Ośrodka dla dzieci specjalnej troski. W akcji tej wzięło udział 58 stacji amatorskich klubowych i indywidualnych. Zgromadzono kwotę 16 500,— zł, którą przekazano na konto budowy w.w. Ośrodka. Organizatorzy akcji serdecznie dziękują w imieniu Komitetu Budowy za wspólnie przekazaną cegiełkę od krótkofalowców dla dzieci.

Organizatorem pracy stacji amatorskiej był Zarząd Specjalistycznego Koła Krótkofalowców — Towarzystwa Przyjaciół Dzieci wspólnie z Klubem LOK przy Społecznym Domu Kultury „RAKOWIEC" w Warszawie — SP5KTD, natomiast operatorami stacji okolicznościowej byli koledzy: Henryk SP5XD, Mirek SP5AZN, Andrzej SP5NOM, Tadeusz SP5LCE, Mariusz SP5OXM, Lucjan SP5MNM, Tadeusz SP5BBG, Tomek SP5NHT i Bronek SP9NSC. Każda łączność została potwierdzona specjalną kartą QSL.

X Krajowy Zjazd Towarzystwa Przyjaciół Dzieci w swojej uchwale postanowił podziękować za umożliwienie pracy stacji okolicznościowej, podjęcie akcji przez przekazane na salę obrad Zjazdu bardzo liczne życzenia owocnych obrad.

Bronek SP9NSC

NADESŁANE do REDAKCJI

ANALIZA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH WSPOMAGANA MIKROKOMPUTEREM — Michał Białko, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1989. Wyd. I, nakład 4800 egz., str. 276, cena zł 550,—

W książce omówiono metody numerycznej analizy układów elektronicznych przy użyciu mikrokomputera. Przedstawiono analizę liniowych i nieliniowych rezystancyjnych układów aktywnych, stany przejściowe w liniowych i nieliniowych układach *RLC*, analizę zmiennoprądową w stanie ustalonym i analizę fourierowską. Omawiane zagadnienia zilustrowano licznymi przykładami programów w języku Basic. Książka jest przewidziana jako literatura pomocnicza dla studentów wydziałów elektroniki. Będzie również przydatna inżynierom różnych specjalności projektującym układy elektroniczne.

SYSTEM OPERACYJNY CP/M — Roman Świniarski, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1988. Wyd. I, nakład 19 700 egz., str. 200, cena zł 650,—

W książce przedstawiono system operacyjny CP/M-80 (wersja 2.2.) — jeden z najbardziej rozpowszechnionych systemów operacyjnych dla mikrokomputerów 8-bitowych. Książka zawiera szczegółowy opis samego systemu — jego struktury, dyrektyw, zasad organizacji danych — a także praktyczne przykłady tworzenia, uruchamiania i wykonywania pod kontrolą systemu CP/M programów w Basicu, Fortranie, Pascalu i języku assemblera.

Książka jest przeznaczona dla szerokiego kręgu czytelników zainteresowanych programowaniem komputerów 8-bitowych.

Radzieckie układy zapłonowe serii „Iskra" i „PAZ" cd. ze str. 26

płynie prąd przez rezystor R27, spadek napięcia na rezystorze R29 (ok. 2,5 V) wyłącza tranzystor T6. Kondensator C9 ładuje się do napięcia ok. 10 V.

Przerzutnik (tranzystory T9, T10 i T11) po włączeniu zasilania ustawia się w stan wyłączenia tranzystorów.

W chwili przerywania prądu płynącego w uzwojeniu w1 dodatni impuls z jego końca przedostaje się przez diodę D11, dzielnik napięcia R21-R22 oraz kondensator C7 do bazy tranzystora T7, który włącza się, włączając z kolei tranzystor T6. Naładowany uprzednio kondensator C9 zostaje teraz dołączony przez rezystory R26 i R29 do złącza baza-emiter tranzystora T8, który wyłącza się powodując z kolei włączenie tranzystora T6. Multiwibrator przechodzi w stan niestabilny, trwający ok. 40 ms, tzn. przez okres niezbędny dla rozładowania się kondensatora C9 przez rezystory R27 i R26; następnie tranzystor T8 znów przestaje przewodzić. Tak więc, po każdej przerwie prądu w uzwojeniu w1 na kolektorze tranzystora T8 pojawia się ujemny impuls o stałej długości, doprowadzany następnie przez diodę D12 i rezystor R30 do wejścia przerzutnika układu przeciw kradzieży (baza tranzystora T9). Do drugiego wejścia tego przerzutnika (baza tranzystora T10) są doprowadzane — przez diodę D13 i rezystor R31 — impulsy ujemne, pojawiające się na emiterze tranzystora T12 w chwili jego wyłączenia.

Przy małych obrotach silnika okres przebiegu iskry jest większy niż czas trwania impulsu multiwibratora monostabilnego, na wejściach przerzutnika nie występuje ich koincydencja. Ze wzrostem obrotów okres przebiegu iskry maleje aż do chwili, kiedy na obu wejściach przerzutnika pojawią się dwa impulsy jednocześnie. Wtedy włączają się oba tranzystory T9 i T10 powodując włączenie tranzystora T11, przerzutnik zmienia stan na drugi stan stabilny, w którym już pozostaje dzięki przepływowi prądu baz tranzystorów T9 i T10 przez diody D15 i D16 oraz rezystory R30 i R31. Włączony wtedy tranzystor T11 zwiera do masy bazę tranzystora T1 wyłączając klucz, a zatem i zapłon.

Po wyłączeniu stacyjki przerzutnik układu przeciw kradzieży wraca do położenia wyjściowego (tranzystory wyłączone), lecz dopóki przełącznik S1 jest wyłączony, ponownie nastąpi unieruchomienie zapłonu po zwiększeniu obrotów. Włączenie wyłącznika S1 spowoduje doprowadzenie ujemnego napięcia do emitera tranzystora T10 przez diodę D14 i jego stałe wyłączenie. W układzie „Iskra 3" (Art. 549U) układ przeciw kradzieży usunięto, za to tranzystor T12 umieszczono w wyjmowanej wkładce.

DANE TECHNICZNE UKŁADÓW ZAPŁONOWYCH „ISKRA" (art. 549U)

Napięcie zasilania:	10,8 ÷ 15 V
Napięcie doprowadzone do pierwotnego uzwojenia cewki zapłonowej:	250 ÷ 420 V
Energia doprowadzona do pierwotnego uzwojenia cewki zapłonowej:	30 mJ
Czas trwania iskry, minimum:	0,4 ms
Maksymalna częstotliwość pracy (U = 14 V):	200 Hz/6000 obr/min
Pobór prądu:	2,8 A
Prąd styków przerywacza:	120 mA
Masa:	2,5 kg

Informacja o niektórych podzespołach

MP25B — tranzystor germanowy p-n-p przełączający. U_{CB} = 40 V, U_{CE} = 40 V, U_{EB} = 40 V, I_C = 80 mA, P_{tot} = 200 mW, h_{21E} = 30 ÷ 80, f_T = 500 kHz. Odpowiednika krajowego brak.

MP25 — j.w. ale h_{21E} = 10 ÷ 25 i f_T = 250 kHz

MP37B — tranzystor germanowy n-p-n m.cz. U_{CE} = 30 V, I_C = 20 mA, P_{tot} = 150 mW, h_{21E} = 25 ÷ 50, f_T = 1 MHz. Odpowiednika krajowego brak.

D310 — dioda krzemowa przełączająca. U_R = 20 V, I_F = 250 mA, P_{tot} = 275 mW. Można zastąpić diodą BAVP10 ÷ BAVP21.

D9D — dioda germanowa uniwersalna w obudowie szklanej. U_R = 30 V, I_F = 30 mA. Krajowego odpowiednika obecnie produkowanego brak; z dawnych produkcji można zastąpić diodą DG20 lub AAY37.

D226D — dioda prostownicza krzemowa w obudowie metalowej. U_R = 100 V, I_F = 300 mA. Można zastąpić diodą BYP401-100 lub BYP150-100.

LITERATURA

[1] Sinielnikow A.Ch.: Elektronnyje pribory dla awtomobilej. Energoatomizdat, Moskwa 1986, Energoizdat 1981

[2] Fischer H-J.: Sowjetische Zündsysteme für PKW. RFE nr 6/1984

[3] Połuprowodnikowyje pribory. Tranzistory. Sprawocznik. Energoizdat, Moskwa 1982

[4] Gołomiedow A.W.: Moszcznyje połuprowodnikowyje pribory. Tranzistory. Sprawocznik. Radio i Swjaz, Moskwa 1985

[5] Nikołajewski I.F.: Sprawocznik po połuprowodnikowym diodam. Swjaz, Moskwa 1979

[6] Ławrinienko W.Ju.: Sprawocznik po połuprowodnikowym priboram. Technika, Kijów 1973 i 1984

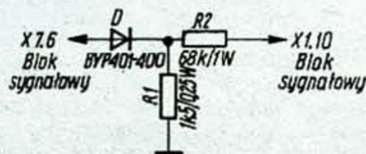
[7] Unitra-CEMI: Elementy półprzewodnikowe. Katalogi wyrobów 1983/84 i 1986/87

z prasy zagranicznej

Usprawnienie OTVC Rubin C-202p

W głośniku OTVC Rublin 202p po włączeniu do sieci słychać szum ustępujący dopiero po pojawieniu się wysokiego napięcia, tj. po 1,5–4 s. Powodem tego nieprzyjemnego efektu jest brak napięcia strojenia warikapów głowicy w.cz. przy działających układach fonii. Napięcie warikapów powstaje bowiem po rozpoczęciu pracy bloku odchylania.

W celu zlikwidowania ww. szumu wystarczy dołączyć do bloku sygnałowego prosty układ przedstawiony na rysunku. Do momentu rozpoczęcia pracy przez



Schemat prostego układu usprawniającego

układ odchylania poziomego dioda D przewodzi i zwiera do masy, przez rezystor R1, obwód regulacji siły dźwięku w module YM 1-2. Moduł p.cz. fonii jest wówczas zablokowany i w głośniku jest cisza. Gdy blok odchylania rozpocznie pracę, na styku 10 złącza X1 bloku sygnałowego powstaje napięcie +220 V; spolaryzowana wówczas zaporowo dioda D odblokowuje moduł YM 1-2 i pojawia się dźwięk.

Andrzej Rawbuć

(Opracowano na podstawie mies. radz. „Radio" nr 6/1987, str. 59)

Telefon w każdej kieszeni

Bezprzewodowe aparaty telefoniczne wkrótce zawładną światem, tak twierdzi Bill Jeffrey — prezes kilku brytyjskich firm realizujących program rozwoju nowej generacji telefonów.

Aparaty odbierające sygnały za pomocą fal radiowych mają wiele zalet w porównaniu ze swymi poprzednikami. Bezprzewodowe telefony są małe i lekkie, abonenci mogą nosić je w kieszeni. W każdej zatem sytuacji: w samochodzie, na ulicy, w kinie możliwe jest uzyskanie połączenia. Oczywiście, aby zapewnić prawidłową łączność w miejscach, w których znajduje się właściciel kieszonkowego telefonu, należy uprzednio rozbudować sieć stacji przekaźnikowych. Tego typu urządzenia muszą być instalowane dość gęsto, co kilkaset metrów. Tylko w takim wypadku można swobodnie rozmawiać przez telefon nowego typu bez obawy o zanik sygnału.

Zaproponowane przez Brytyjczyków rozwiązanie sprawdza się przede wszystkim na obszarach wielkich miast. Bezprzewodowe aparaty telefoniczne są prawie czterokrotnie tańsze od aparatów stacjonarnych. Oszczędności wynikają z tego, iż system radiowy umożliwia wyeliminowanie chyba najdroższych elementów standardowej telefonii: sieci przewodów i skomplikowanych łącznic. Trzeba pamiętać i o tym, że numery telefonów przestają być przyporządkowane miejscom, a zostaną powiązane z osobami. Czeka nas zatem wizja człowieka z numerem telefonu w dowodzie osobistym.

Początkowo rozwój bezprzewodowej łączności utrudniał fakt, iż nie opracowano dogodnego sposobu wywoływania właścicieli przenośnych telefonów. Sprzęt ten pełnił zatem funkcję budki telefonicznej bez własnego numeru. Dopiero zbudowanie taniego i niezawodnego systemu obustronnej łączności uczyniło z nowej techniki rozwiązanie konkurencyjne w stosunku do powszechnie wykorzystywanych układów przewodowych. Nie wszystkie jednak funkcje, spełniane obecnie przez standardową sieć telefoniczną, będzie można realizować dzięki nowemu systemowi łączności. Przenośne telefony nie nadają się np. do przekazywania danych komputerowych. Zapewnienie telefonowi bez przewodów szybkiego rozwoju jest uzależnione od wdrożenia jednolitego układu przekazywania sygnałów radiowych. Pierwszy krok w tym kierunku uczyniono. Siedem firm brytyjskich uzgodniło rozwijanie jednego systemu CAI.

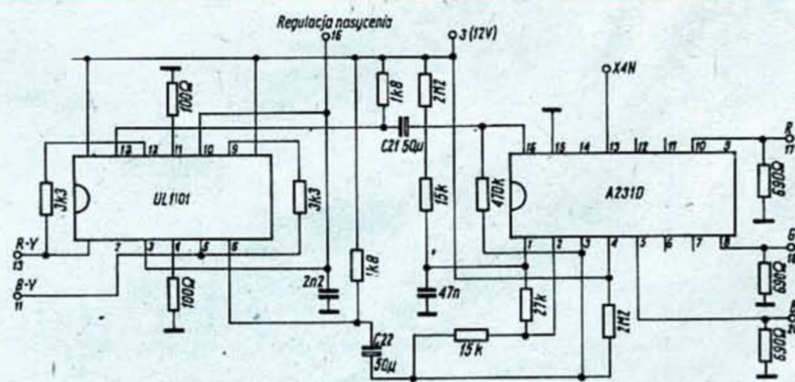
(Wg. informacji. PAP)

Modyfikacja modułu luminancji i matryc OTVC Rubin C-202

Andrzej Muzyk

Sam doświadczyłem, jak trudno jest zdobyć układ scalony KT174AF4 z płyty modułu luminancji i matryc YM2-3-1. W związku z informacją zamieszczoną w książce S.A. Jeliaszewicza „Naprawa i strojenie odbiorników telewizji kolorowej" o możliwości zastąpienia układu KT174AF4 układem A231D, zaprojektowałem i wykonałem przeróbkę modułu przedstawioną na rysunku. Układ A231D nie jest dokładnym, lecz tylko funkcjonalnym odpowiednikiem układu KT174AF4 (brak w nim możliwości regulacji nasycenia). Problem ten można rozwiązać stosując jeszcze jeden układ scalony UL1101N regulując wzmocnienie w torach różnicowych sygnałów chrominancji R-Y i B-Y. Zastosowanie tych układów wymaga dokonania przeróbki płytki drukowanej modułu, wylutowania układu scalonego KT174AF4, rezystorów R27, R31÷R37, R39, R42, R44 i kondensatorów C19, C23÷C25. Schemat jest przedstawiony na rys. , na którym 3, 11, 13, 16, 17, 18, 20 są punktami wyprowadzeń modułu.

Sygnały różnicowe chrominancji R-Y są doprowadzane z wejścia 13 modułu do końcówki 1, a B-Y z wejścia 11 do końcówki 9 układu scaloneo UL1101N. Po wzmocnieniu sygnały R-Y są wyprowadzane z końcówki 13, a sygnały B-Y z końcówki 6 tego układu, a po zróżnicowaniu zostają doprowadzone do odpowiednich wejść 16 i 3 układu scalonego A231D. Regulacja nasycenia jest realizowana przez zmianę napięcia stałego na końcówkach 3 i 10 układu scalonego UL1101N. Sygnał luminancji z punktu X4N jest doprowadzany do końcówki 13 układu scalonego A231D. Sygnały R, G, B są wyprowadzane z końcówek 10, 8, 5 tego układu, a doprowadzone do wyjść 17, 18, 20 modułu.



Schemat zmodyfikowanego dekodera kolorów w module YM2-3-1

Po wykonaniu podanych zmian w module luminancji i matryc nie są wymagane jakiekolwiek zmiany w innych modułach. Schemat OTVC Rubin C-202 był zamieszczony w numerach 7–9/1985.

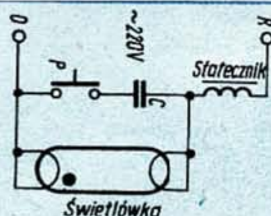
Układ zapłonu świetlówki

Wacław Fokin

Autor podaje wypróbowany przez siebie układ zapłonu świetlówki „na zimno", nie wymagający stosowania jakichkolwiek podzespołów półprzewodnikowych.

Układ zapłonowy jest typowym obwodem szeregowym RLC jak to przedstawiono na rysunku.

Równolegle do świetlówki jest dołączony kondensator obwodu rezonansowego, którego drugim elementem jest statecznik. Przy pojemności dobranej tak, aby uzyskać rezonans z indukcyjnością statecznika na częstotliwości 50 Hz, napięcie na kondensatorze C może osiągać bardzo duże wartości, wystarczające do zapłonu świetlówki. Rezonans napięć wystąpi przy $X_L = X_C$ i wówczas prąd w obwodzie osiągnie wartość maksymalną, ograniczoną tylko przez rezystancję statecznika i równą $I_{max} = \frac{U_{sieci}}{R}$



Schemat układu zapłonu świetlówki na zimno

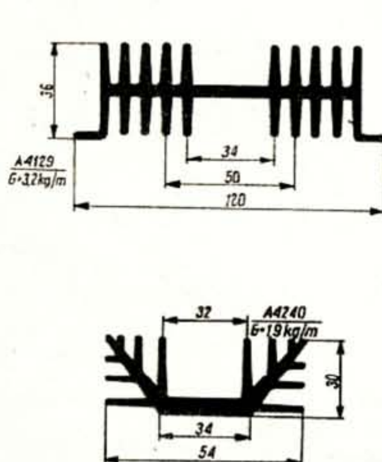
Napięcie na kondensatorze osiąga wtedy wartość $U_C = I_{max} \cdot X_C$.
Aby dobrać praktycznie pojemność kondensatora C, należy:
- zmierzyć rezystancję statecznika (np. omomierzem),
- obliczyć maksymalny prąd, jaki popłynie przy rezonansie napięć,
- w obwód szeregowy statecznik–kondensator włączyć amperomierz prądu przemiennego, dołączając równolegle kondensatory, dopóki nie uzyska się rezonansu dla częstotliwości 50 Hz — nastąpi to, gdy amperomierz wskaże wyliczoną wartość prądu I_{max}. Za duża czy za mała wartość pojemności C daje mniejszy prąd w obwodzie. Użyte kondensatory powinny być dobrej jakości, najlepiej z izolatorami szklanymi, na napięcie co najmniej 1000 V. Nie mogą to być kondensatory elektrolityczne.

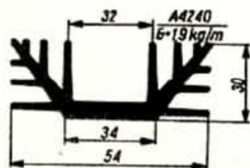
Układ ten autor eksploatował przez bardzo długi czas z dobrymi efektami. Jedyną niedogodnością opisanego układu jest konieczność użycia ręcznego przycisku P przy włączaniu świetlówki.

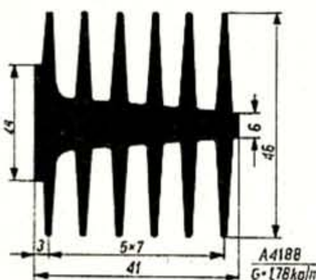
Aluminiowe kształtowniki radiatorowe produkcji krajowej

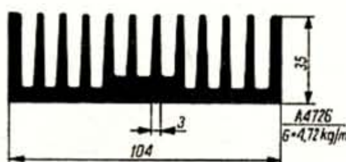
Trudności z uzyskaniem informacji nie tylko o podzespołach elektronicznych ale również o pomocniczych elementach stosowanych przy konstruowaniu sprzętu elektronicznego skłoniły nas do przedstawienia informacji o produkowanych w kraju radiatorach do elementów półprzewodnikowych mocy. Aluminiowe kształtowniki radiatorowe są produkowane przez Zakład Metali Lekkich w Kętach. Przepraszamy przy tym za podanie niekompletnych wymiarów na niektórych rysunkach, po prostu nie mogliśmy ich uzyskać od wytwórcy. Mimo tych braków spodziewamy się, że informacja będzie dla wielu Czytelników pomocna przy konstruowaniu sprzętu.

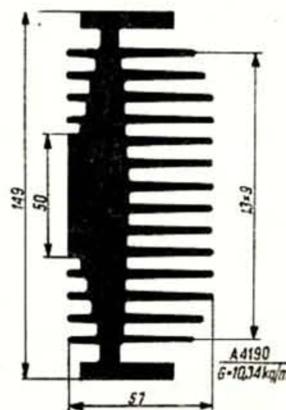
Na rysunkach podane są numery katalogowe kształtowników (np. A4129) oraz ich masy jednostkowe w kilogramach na metr długości kształtownika. *(lk)*



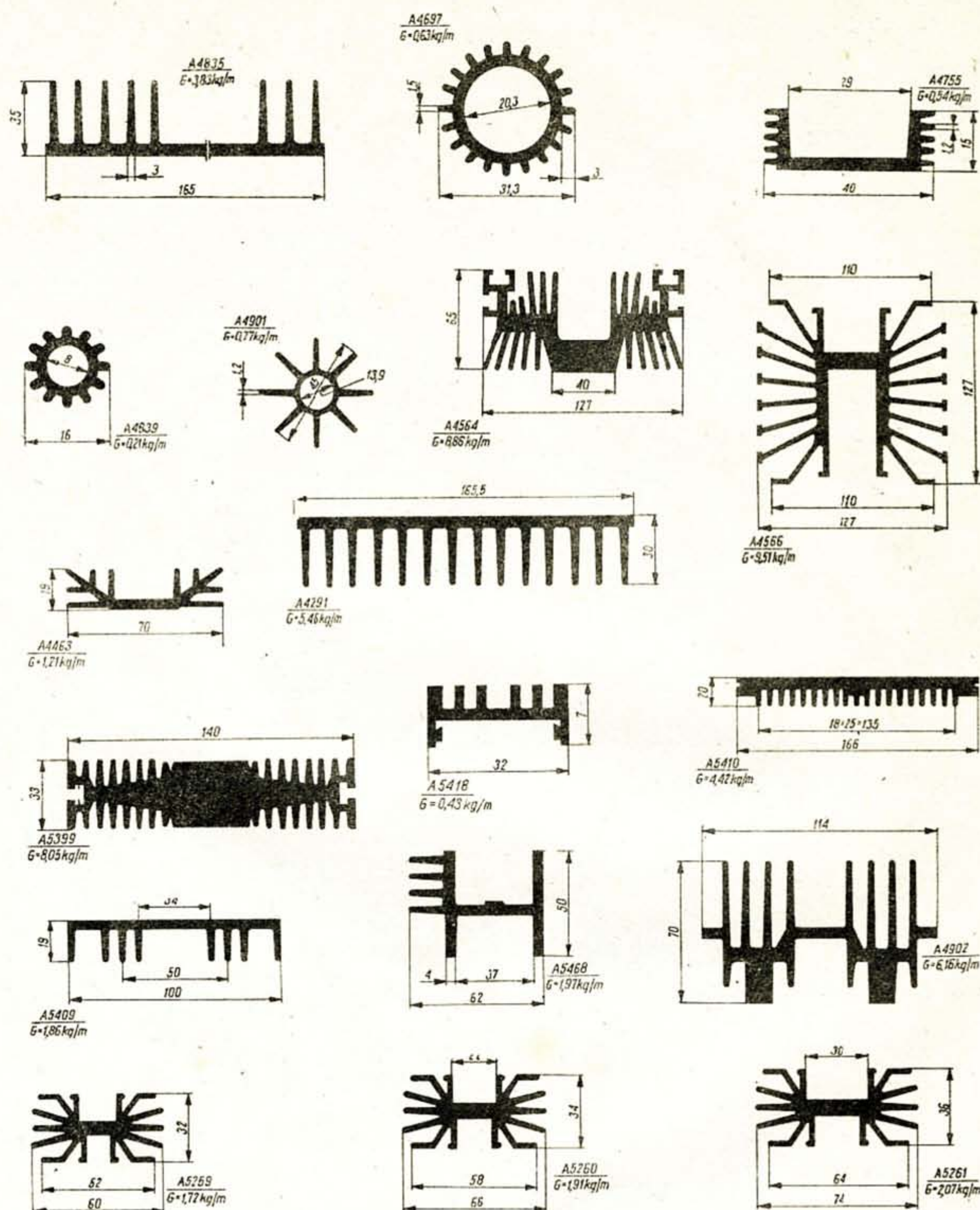








Szkice wymiarowe, oznaczenia i masy jednostkowe G niektórych kształtowników radiatorowych z ZML Kęty



Informacje SEP

Rozpoczęła działalność Fundacja Stypendialna dla studentów elektroniki, utworzona w SEP w ub. r. (informację o jej powołaniu zamieściliśmy w nr 9/1988 „Re"). Pierwszym stypendystą w roku akademickim 1988/1989 został Zbigniew Więckowski, student 5 roku Wydziału Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Zbigniew Więckowski poza bardzo dobrymi ocenami z uczelni, uzyskał poparcie Dziekana Wydziału Elektroniki PW — prof. Jana Eberta oraz bardzo pochlebną opinię Dyrektora Instytutu Informatyki Wydziału Elektroniki, a także dyrektora technicznego fabryki ERA, w której wykonuje swoją pracę dyplomową.

NADESŁANE do REDAKCJI

JĘZYK FORTH — Jan Bielecki, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1988. Wydanie I, nakład 9700 egz., str. 164, cena zł 580.—
W książce opisano język programowania Forth. Podano pojęcia podstawowe dotyczące tego języka, przedstawiono wybrane operacje stosowe i słownikowe oraz omówiono zasady definiowania operatorów kompilatorów i instrukcji. Przedstawiono możliwości rozbudowywania języka, współpracę z urządzeniami zewnętrznymi i oprogramowanie grafiki.
Książka jest przeznaczona dla czytelników interesujących się programowaniem mikrokomputerów.

■ **Nowy oscyloskop cyfrowy z pamięcią.** Firma Tektronix oferuje nowy, przenośny oscyloskop typu 2432A (fot.) o pasmie 300 MHz i maksymalnej częstotliwości próbkowania 250 MHz, który uzupełnia rodzinę cyfrowych oscyloskopów z pamięcią serii 2400 tej firmy. Nowy przyrząd wypełnia lukę między oscyloskopami typu 2430A (maksymalna częstotliwość próbkowania 100 MHz) i typu 2440 (300 MHz). Przy okazji warto poinformować, że firma Tektronix w 1988 r. zatrudniała 16 tys. pracowników w ponad 60 krajach i osiągnęła roczne obroty 1,4 mld dolarów. (*Fot. Tektronix*)

Radiobudzik RE-125 (Artykuł wewnątrz numeru). Fot. *Stefan Sadowski*

